L Prudhon

diss Lyon 1964

PRUDHON Lucien

Juillet 1964

Thése d'Ingénieur-docteur

# Mémoires á lignes á retard magnétostrictives à hautes performances

Compagnie des Machines BULL
PARIS

Faculté des Sciences
LYON

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

# PREFACE

Le sujet présenté a été étudié dans les laboratoires de la Compagnie des Machines BULL à PARIS ; Le but poursuivi est la réalisation d'une mémoire circulante à magnétostriction, économique et performante, et l'étude des problèmes d'exploitation de cette mémoire.

Dans un premier stade, nous étudions la ligne à retard magnéto-strictive ; puis dans la seconde phase, nous réalisons la mémoire.

Dans l'industrie, la réalisation ayant une importance primordiale, nous avons été amenés à écarter certaines études théoriques trop longues et à éliminer des solutions satisfaisantes, mais peu industrielles.

Je tiens à remercier, Messieurs les Membres du Jury,

MM. ARNAL Maître de Conférences à l'I.N.S.A.
BERNARD Directeur du Département de Physique de l'I.N.S.A.
SARRAZIN Directeur du Centre de Physique Nucléaire de LYON

la Compagnie des Machines BULL et particulièrement,

MM. ROLLET Chef de la Division "Etudes Avancées"
SMITHSON Chef de la Section " Commutation"
HEUSCHEM Chef de Sous-section
BRAVE, FOURE, MARCOUL mes collaborateurs.

A ma femme.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41553420_0023

TABLE DES MATIERES


| | Pages |
|---|---|
| INTRODUCTION | I |
| PREMIERE PARTIE: Etude de la ligne à retard magnétostrictive | 4 |
| I- Généralités | " |
| 2- Les transducteurs | 5 |
| 2.I. Principe du transducteur à onde longitudinale | " |
| 2.2. Notions de base de magnétostriction | 6 |
| 2.2.I. Coefficients de magnétostriction | " |
| 2.2.2. Variables du phénomène magnétostrictif | 8 |
| 2.3. Etude théorique du signal de sortie | IO |
| 2.3.I. Réponse d'une ligne idéale | " |
| 2.3.2. Notion de fréquence nominale de travail | I7 |
| 2.4. Etude expérimentale | 20 |
| 2.4.I. Les bobines transductrices | " |
| 2.4.I.I. Détermination des bobines | " |
| 2.4.I.2. Vérification des lois théoriques | 23 |
| 2.4.I.3. Description d'un transducteur | 24 |
| 2.4.2. Le fil magnétostrictif | 26 |
| 2.4.2.I. Choix du matériau | " |
| 2.4.2.2. Etude d'un matériau | 28 |
| 2.4.3. Les circuits d'adaptation | 3I |
| 2.5. Les transducteurs de torsion | 32 |
| 3- L'élément de retard | 37 |
| 3.I. Généralités | " |
| 3.2. Rappels de propagation | " |
| 3.2.I. Propagation d'une onde plane dans un fil parfait | " |
| 3.2.2. Dispersions dans les fils | 40 |
| 3.2.2.I. Dispersion de vitesse dans un fil droit | " |
| 3.2.2.2. Dispersion de vitesse due à la courbure | " |
| 3.3. Etude expérimentale de la transmission | 42 |
| 3.3.I. Choix du matériau | " |
| 3.3.I.I. Lignes longitudinales | 43 |
| 3.3.I.2. Lignes de torsion | 46 |
| 3.4. Remarques | 49 |
| 3.4.I. Terminaison adaptée | " |
| 3.4.2. Support de ligne | 50 |
| 4- Résultats | 52 |
| 4.I. Méthodes de mesure | " |
| 4.I.I. Mesure du retard | " |
| 4.I.2. Mesure de la dérive de retard | " |
| 4.I.3. Autres mesures | 54 |
| 4.2. Lignes longitudinales | " |
| 4.3. Lignes de torsion | 56 |
| SECONDE PARTIE: Mémoire à magnétostriction | 58 |
| 5- Généralités | " |
| 6- Mode d'exploitation d'une mémoire circulante | " |
| 6.I. Mode RZ | " |

6.I.I. Définition 58
6.I.2. Principe d'exploitation 59
6.I.2.I. Cas n° I d'une dérive faible 60
6.I.2.2. Cas n° 2 d'une dérive faible 6I
6.I.2.3. Cas général 62

6.I.3. Etude d'un circuit complet 65

6.I.3.I. Amplificateur d'écriture "
6.I.3.2. Amplificateur de lecture 66
6.I.3.3. Circuit de synchronisation 67

6.I.4. Caractéristiques du mode RZ 69

6.2. Modes NRZ 70

6.2.I. Définition "
6.2.2. Principe d'exploitation 7I

6.2.2.I. Généralités 7I
6.2.2.2. Solution de rebouclage de la ligne 73

6.2.3. Etude d'un circuit complet 76
6.2.3.I. Circuit d'écriture "
6.2.3.2. Circuit de lecture 77
6.2.3.3. Circuit de resynchronisation 78

6.3. Autres modes d'exploitation 80

6.3.I. Mode "double polarité" "
6.3.2. Modulation de phase 8I
6.3.3. Onde modulée 82

7- Fonctionnement d'une mémoire circulante 83

7.I. Rythme de synchronisation "

7.I.I. Rythme principal "
7.I.2. Rythmes auxiliaires 84

7.2. Stabilité de fonctionnement "

7.2.I. Influence de la température "
7.2.2. Influence des tensions d'alimentation 86
7.2.3. Perturbations extérieures 87
7.2.3.I. Vibrations mécaniques "
7.2.3.2. Parasites électriques 89

7.3. Essais de la mémoire "

7.3.I. Principe de la maquette "
7.3.2. Essais en maquette 9I

8- Utilisation logique d'une mémoire circulante 92

8.I. Codage "

8.2. Adressage "

8.2.I. Adressage séquentiel par compteur 92
8.2.2. Utilisation des codes bornes 94
8.2.3. Repèrage des mots par un bit drapeau 95
8.3. Temps d'accès, capacité 96

8.4. Avant-projet de mémoire tampon à magnétostriction 97

9- Autres applications des lignes à magnétostriction I00
9.I. Additionneur binaire série "

9.2. Compteur série "

9.3. Multiplicateur série I0I

CONCLUSION I02

ANNEXES I I04
2 I05
3 I07
4 II2
5 II4

PLANCHES

BIBLIOGRAPHIE II7

# INTRODUCTION

La magnétostriction est un phénomène physique aux origines éloignées. JOULE observe en 1842, la première fois, qu'un barreau de fer voit ses dimensions varier avec son aimantation, et que l'allongement est approximativement proportionnel au carré de l'aimantation. Plus tard WIEDEMANN constate la torsion d'un fil soumis à un champ magnétique parallèle à l'axe et traversé par un courant.

Vers la fin du siècle dernier, la magnétostriction fait l'objet de nombreux travaux :

- BARRETT en 1874 étudie le nickel, BIDWEL en 1894 le fer et le cobalt
- Les Japonais NAGAOKA et HINDA étudient plusieurs substances ferromagnétiques sous diverses formes
- En 1865, VILLARI met en évidence le phénomène inverse de magnétostriction sur le nickel
- Le nickel fait l'objet de nombreux travaux, citons HINDA et SCHIMIZU en 1902, BUCKLEY en 1925

L'effet de magnétostriction directe,(un corps ferromagnétique placé dans un champ magnétique subit une modification de ses dimensions,) est appelé "effet JOULE". Le phénomène inverse est "l'effet VILLARI"; une substance ferromagnétique soumise à une contrainte mécanique présente une variation de ses propriétés magnétiques. L'effet de torsion du fil est appelé "l'effet WIEDEMANN"; il est réversible , c'est "l'effet WERTHEIM"; une torsion du fil ferromagnétique placé dans un champ magnétique induit une tension électrique passagère aux bornes du fil.

Les études des phénomènes dynamiques en magnétostriction sont plus récentes et à l'origine de nombreuses applications en régime sinusoïdal :

- en 1917, utilisation de la magnétostriction pour le sondage sous-marin à ultrasons.
- PIERCE et BERGMANN réalisent des oscillateurs stabilisés par un barreau de nickel
- HALL construit un filtre passe-bande électromécanique et JAVONSKY utilise l'effet magnétostrictif des sondes de nickel pour les jauges de contrainte
- en 1950, DEVEZE publie une thèse relative à l'étude statique et dynamique du phénomène de magnétostriction des alliages fer nickel
- récemment en Angleterre des procédés d'usinage et de soudage de précision utilisent des sources d'ultrasons à magnétostriction.

.../

En électronique, nous avons souvent besoin d'éléments retardateurs pour la transmission des signaux. Les faibles retards (quelques microsecondes) sont obtenus avec des composants passifs, les lignes de transmission électriques (fils de LECHER, câbles coaxiaux, etc... )

La vitesse de propagation des signaux dans ces lignes de transmission est un peu inférieure à la vitessse de la lumière dans le vide. Pour des retards supérieurs, il est nécessaire d'avoir une vitesse de propagation plus faible, les ondes accoustiqu dans les solides répondent à cette exigence. Ainsi, nous convertissons le signal électrique en une vibration accoustique, que nous retardons par propagation à travers un corps solide. Ensuite nous recueillons un signal électrique en sortie ; nous avons donc réalisé une ligne à retard solide. La conversion se fait de plusieurs façons : par piézoélectricité dans les lignes à mercure et en verre, ou par magnétostriction pour le lignes à fil. Les premières études de lignes à retard magnétostrictives sont récentes :

- en 1955, la Compagnie des Machines BULL réalise des mémoires de faibles capacités pour un calculateur, le Gamma 3 - ET ; la ligne à retard utilisée est constituée d'un tube de nickel ; son retard est de 170 µs, à la fréquence de 280 kHz
- plus récemment, aux U.S.A, la firme FERRANTI réalise des lignes plus performante et les utilisent à diverses techniques digitales
- VILLACHON fait breveter une ligne à retard à bilame magnétostrictif fonctionn à de faibles fréquences.

La première partie de l'exposé présente l'étude d'une gamme de lignes à retard répondant aux objectifs suivants :

- déterminer les retards maxima en fonction de la fréquence de travail,
- définir la capacité maximum,
- envisager les problèmes de fabrication industrielle, de robustesse et de fiabilité.

Les lignes à retard sont très souvent employées en traitement de l'information associées à des circuits électroniques spéciaux, elles forment des mémoires, dites "mémoires circulantes". Exposons le principe de fonctionnement de ce dispositif (fig. 1

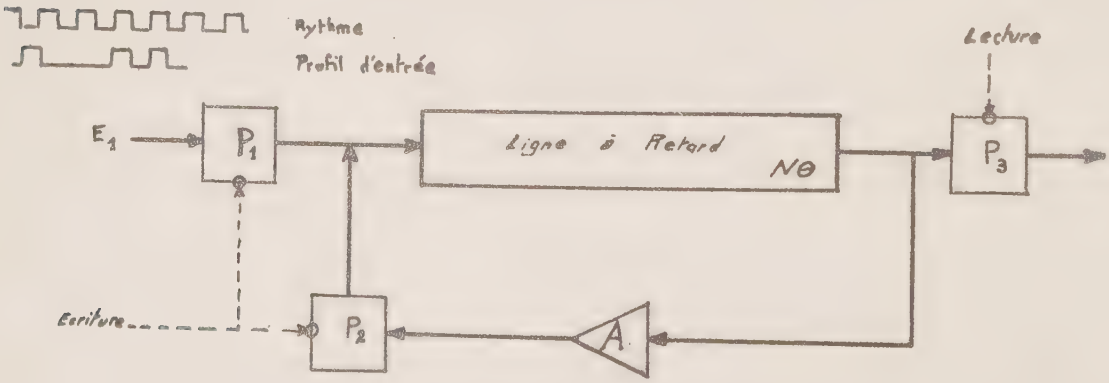



Fig. 1

.../

Nous introduisons un profil binaire en $E_1$, synchronisé par un rythme principal. La commande ECRITURE ouvre la porte $P_1$ et ferme la porte $P_2$, on écrit dans la ligne. Le signal traverse la ligne et se présente en $P_2$ après un temps $N\theta$, (N nombre entier de $\theta$, période fondamentale du rythme). Régénéré par le circuit A, le signal est réinjecté dans la ligne en ouvrant $P_2$ et en fermant $P_1$, le rebouclage est effectué. La mémoire est chargée. Pour lire sans effacement, nous ouvrons $P_3$ par la commande lecture. L'information introduite peut tourner indéfiniment dans la boucle formée par la ligne à retard, le circuit A et la porte $P_2$; la mémoire ainsi constituée est un registre dynamique, dans lequel l'information circule en série.

Une mémoire est d'autant plus intéressante, que sa capacité est grande, et, que le temps d'accès est faible. Nous définirons ces grandeurs plus loin, cependant nous pouvons dire que cette remarque impose des lignes performantes.

Les mémoires constituent la seconde partie de notre exposé. Nous envisagerons les différents modes d'exploitation de ces mémoires et nous nous familiariserons avec leur fonctionnement et leur utilisation dans un ensemble de traitement d'information.

1ère PARTIE

# ETUDE DE LA LIGNE A RETARD A MAGNETOSTRICTION

## 1 - GENERALITES

Avant d'étudier la ligne à magnétostriction, définissons les paramètres importants d'une ligne à retard, qui présente la structure suivante, (Fig. 2)

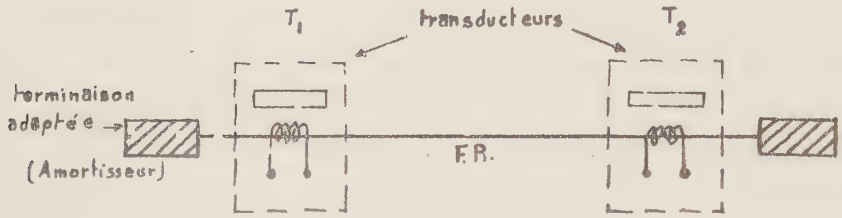



Fig. 2

Deux éléments essentiels constituent la ligne : les transducteurs $T_1$, $T_2$, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique et vice-versa ; le milieu de transmission FR, qui définit le retard de la ligne. Le fonctionnement de la ligne repose sur deux phénomènes physiques principaux : la magnétostriction et la propagation de vibrations mécaniques dans un fil. Ceci nous permet de décomposer l'exposé en deux grandes parties: les transducteurs et le milieu de retard. Une ligne est caractérisée par les facteurs suivants :

Le temps de retard est la durée, qui s'écoule entre l'injection du signal d'entrée et la restitution du signal de sortie. Il est fonction du chemin L parcouru par l'onde mécanique et de la vitesse de propagation v, on écrit:

$$\Delta = \frac{L}{v}.$$

Pour un même milieu solide, il y a plusieurs modes de propagation ; nous en utilisons deux; le mode longitudinal; la vitesse est $v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$ ($\rho$ densité, E module d'Young),
et le mode de torsion; la vitesse est $v_T = \sqrt{\frac{G}{\rho}}$ (G module de cisaillement)

la fréquence de répétition maximum

Une impulsion isolée à l'entrée donne un signal de sortie durant $T_c$. Lorsque nous inscrivons un code binaire dans la ligne, où il y a deux ou plusieurs impulsions successives, nous devons pouvoir séparer les signaux en sortie pour les exploiter. Nous posons que la fréquence maximum de répétition des impulsions d'entrée sera

$$F_{max} = \frac{1}{T_c}$$ $T_c$, largeur de base en µs du signal de sortie

Nous verrons plus loin le cas particulier des lignes à magnétostriction.

.../

La capacité de stockage

Les deux paramètres précédents définissent la capacité de stockage d'une ligne, c'est-à-dire le nombre de bits susceptibles d'être emmagasinés dans la mémoire. Dans une ligne de retard $\Delta$, si les signaux de sortie ont une largeur $T_c$, le nombre maximum N de bits stockables se définit comme suit

$$N = \frac{\Delta}{T_c} \quad \text{ou encore} \quad N = \Delta . F_{max}$$

L'atténuation

Les pertes d'insertion de la ligne, ou atténuation, sont définies par le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée. Les pertes se divisent en deux termes, celles dues aux transducteurs et celles de propagation. Dans le cas de la ligne à magnétostriction, les pertes les plus importantes sont dues aux transducteurs.

Les bruits

Ils sont évalués par le rapport signal sur bruit exprimé en décibels. C'est le rapport de la tension du signal de sortie sur la tension de bruit. Le bruit est dû aux distorsions du signal et aux réflexions parasites aux extrêmités de la ligne.

La stabilité en température

Lorsque la température varie, la propagation dans les solides est modifiée. Le retard varie avec la dilatation linéaire et la variation du module d'Young On définit cette stabilité par la variation de retard par unité de retard et par degré centigrade ; l'unité couramment employée est le ppm/°c (Parts Per million/°C). D'autre part, la tension de sortie est affectée par la température

## 2 - LES TRANSDUCTEURS

### 2.1. Principe du transducteur à onde longitudinale

Nous créons une vibration mécanique a partir d'un signal électrique en utilisant le phénomène de magnétostriction. L'onde mécanique peut être de type longitudinal, transversal ou de torsion.

Etudions d'abord le cas de l'onde longitudinale ; c'est une déformation du métal parallèle au sens de propagation, en l'occurence l'axe du fil dans notre application ; la déformation produite par l'effet JOULE est parallèle à la direction du champ magnétique appliqué, d'où le champ magnétique créé par le signal électrique sera parallèle à l'axe du fil. D'où la structure du transducteur donné dans la fig. 3.

Nous utilisons un solénoïde placé concentriquement à l'axe du fil magnétostrictif. Un échelon de courant traversant le solénoïde crée en première approximation un échelon de champ magnétique, extérieur au corps magnétostrictif. Par effet JOULE, une déformation mécanique est engendrée dans le métal parallèlement à l'axe du fil; la perturbation se propage à partir de la bobine à la vitesse du son vers les deux extrémités du fil.

La fraction d'énergie partant vers la gauche est absorbée par un amortisse l'autre partie rencontre la bobine réceptrice. La vibration mécanique modifie l'induction du fil, par effet VILLARI, et induit une tension électrique aux bornes de la bobine réceptrice.

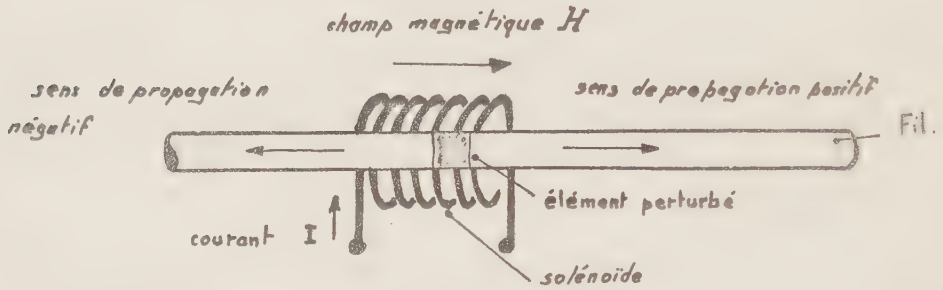



Fig. 3

L'étude s'appuie sur les résultats antérieurs relatifs au phénomène de magnétostriction. Nous présentons les points essentiels de ces travaux pour justifier l'exposé théorique et les études expérimentales.

## 2.2. Notions de magnétostriction

La magnétostriction existe dans tous les corps ferromagnétiques à des degrés différents. Les métaux les plus magnétostrictifs sont le fer, le nickel, le cobalt et leurs alliages. Nous utilisons les matériaux présentant des coefficients magnétostritifs élevés. Définissons cette constan physique.

### 2.2.1. Coefficients de magnétostriction

Quand un corps ferromagnétique est aimanté, ses dimensions varient (Effet JOULE). On mesure le plus souvent la variation de dimension $\Delta l$ parallèle à l'aimantation. Cette variation rapportée à la longueur initiale $l_0$ en l'absence de champ magnétique H définit le coefficient de magnétostriction $\lambda = \frac{\Delta l}{l_0}$. On l'exprime en général en millionnièmes ($10^{-6}$) (fig. 4 )

.../

- en trait continu : dimensions en l'absence de champ
- en pointillé : " en présence d'un champ H.

Fig. 4

Cette variation de dimensions s'accompagne d'une variation de volume, qui, ramenée au volume initial $v_0$, définit un coefficient

$$\lambda_v = \frac{\Delta v}{v_0}$$

La mesure du coefficient $\lambda$ a fait l'objet de nombreuses études : mesures par amplification mécanique des déformations, méthode interférentielle optique et battements d'oscillations électriques.

Dans tous les cas, nous avons une mesure donnant un coefficient de magnétostriction statique. Lorsque le champ magnétique appliqué est variable, le coefficient de magnétostriction change de valeur et on définit un module dynamique de magnétostriction :

$$\lambda_d = \frac{d(\Delta\ell)}{\ell_0\, dB}$$

Ce coefficient a été mesuré par DEVEZE pour des barreaux d'invar, il est environ cent fois plus grand que le coefficient statique dans un échantillon saturé.

La figure 5 ci-dessous donne les courbes expérimentales, $\lambda = f(H)$ pour quelques métaux et alliages.

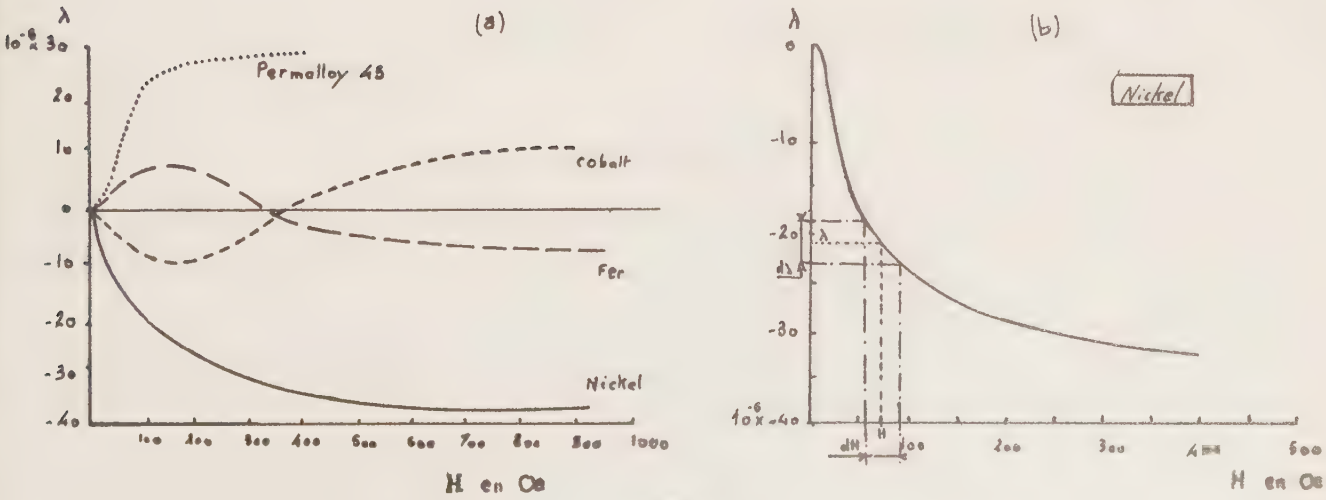



Fig. 5

.../

Considérons la courbe du nickel, nous définissons le coefficient statique $\lambda$ pour un champ magnétique H donné d'une part et le module dynamique $\lambda_d = \frac{d\lambda}{dB}$ pour une variation de champ magnétique dH d'autre part.

Certains auteurs ont interprété cette courbe et calculé le coefficient $\lambda$ (annexe 1).

2.2.2. Variaties du phénomène de magnétostriction

Dans ce paragraphe, nous signalons les divers facteurs physiques agissant sur le coefficient de magnétostriction. Nous étudierons plus loin leur effet dans notre application.

Composition chimique

SCHULZE pour les alliages fer-nickel, WILLIAMS pour les alliages fer cobalt ont traçé les courbes donnant le coefficient en fonction de la composition de l'alliage. Nous constatons que, pour 30 et 80 % de nickel, les alliages correspondants ont un $\lambda$ nul (fig. 6), que le signe du coefficient est fonction de la teneur de nickel.

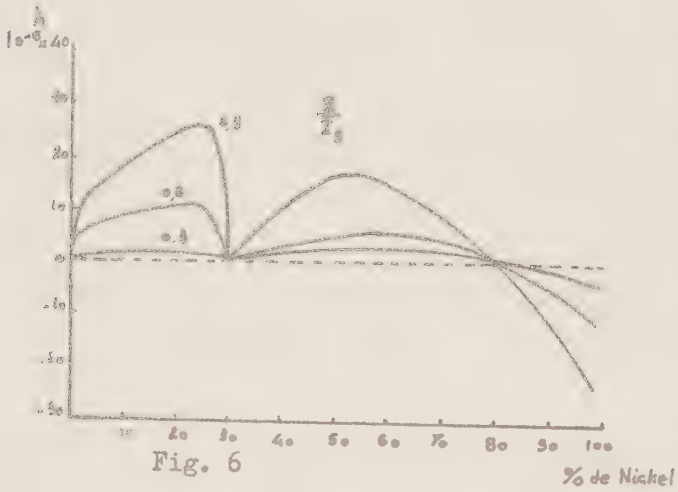



Fig. 6

La figure ci-contre est un réseau de courbes tracées pour diverses valeurs d'aimantation rapportées à la saturation.

Traitements thermiques et mécaniques

Les courbes $\lambda = f(H)$ des métaux et alliages magnétostrictifs sont modifiées par l'application de traitements thermiques ou mécaniques aux corps étudiés.

Sur ce point, DEVEZE a présenté des travaux réalisés sur l'invar en régime dynamique, montrant un accroissement du module dynamique par recuit.

De même, la figure 7 montre l'effet d'une tension sur la magnétostriction du fer.

.../

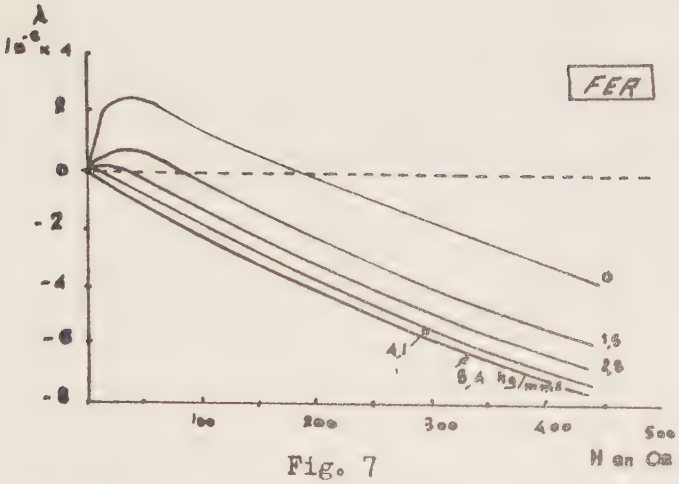



Fig. 7

Température

L'effet de la température a été observé par HONDA pour le fer doux, par DÖRING pour le nickel. Nous retiendrons qu'en première approximation, le coefficient λ croît avec la température.

Champ magnétique

Reportons-nous à la figure 5 page 7 , nous observons que le coefficient de magnétostriction dynamique $\lambda_d$ varie avec le champ magnétique de repos. DEVEZE a donné un certain nombre de résultats.

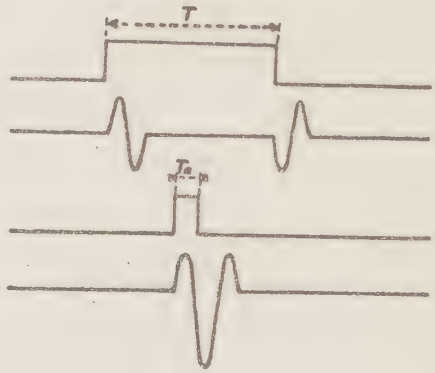
Les résultats de ce chapître nous servirons de base aux études expérimentales et à l'étude du signal de sortie d'une ligne à magnétostriction.

## 2.3 - Etude théorique du signal de sortie

### 2.3.1 - Réponse d'une ligne idéale à un signal rectangulaire.

Nous nous plaçons dans le cas d'une ligne longitudinale courte de nickel (fig.8a), excitée par une impulsion de courant rectangulaire. Comme le montre la figure 8b, la forme du signal de sortie est fonction de la largeur de l'impulsion d'entrée et des bobines transductrices. Nous justifions ceci par le calcul.

(a) Figure 8; (b)




Des bobines de largeur $\ell$ représentent un temps de propagation $T_e = \frac{\ell}{v}$

Posons les hypothèses de calcul

1) Nous supposons la ligne infinie, ce qui correspond à une absence d'ondes réfléchies aux extrémités. C'est le cas réel, puisque nous disposons d'amortisseurs en bout de ligne.

2) Nous admettrons que la propagation entre deux bobines est parfaite pour une ligne courte.

3) Nous négligeons pour l'instant les pertes par courant de FOUCAULT et hystérésis.

4) Enfin nous nous plaçons dans le cas de petits signaux, pour linéariser les lois de magnétostriction, de magnétisme et d'élasticité, sans s'écarter beaucoup de la réalité. En effet, nous fixons, par un aimant permanent au voisinage des transducteurs, un point de fonctionnement statique sur les courbes de magnétostriction et d'aimantation du nickel, dans la zone quasi linéaire, loin de la saturation. Les variations de champ magnétique restent faibles (fig.5b).

Soit le choix des coordonnées de la figure 9

Figure 9.

Soit un élément de fil de masse $dm = \rho dx dy dz$ à l'abscisse x, le mouvement sur l'axe x, est donné par l'équation de propagation.

.../...

$$\rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{\partial \sigma}{\partial x} \qquad (1)$$

$\rho$ : densité du métal
$u$ : déplacement
$\sigma$ : contrainte appliquée à l'élément de fil.

Nous pouvons écrire que la tension appliquée $\sigma$ est la somme d'un terme d'élasticité et d'un second relatif à l'effet magnétostrictif du nickel.

$$\sigma = E \frac{\partial u}{\partial x} - \lambda B \qquad (2)$$

$E$ : module d'Young
$\lambda$ : coefficient magnétostrictif
$B$ : induction magnétique

De même, le champ magnétique dans un corps magnétostrictif s'écrit :

$$H = \frac{B}{\mu_r} - 4\pi\lambda \frac{\partial u}{\partial x} \qquad (3)$$

$\mu_r$ : perméabilité réversible

H est déterminé par la géométrie de la bobine et le courant d'entrée.

La combinaison des équations (2) et (3) définit un module $E' = E\left(1 - \frac{4\pi\lambda\mu_r}{E}\right) \simeq E$

d'où $\sigma = E \frac{\partial u}{\partial x} - \lambda \mu_r H \qquad (4)$

Portons l'expression de $\sigma$ dans l'équation (1)

$$-\frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\lambda \mu_r}{E} \cdot \frac{\partial H}{\partial x} \qquad (5)$$

$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$ : vitesse du son dans le métal.

(5) est l'expression classique de propagation d'une onde longitudinale avec un second membre contenant le champ magnétique d'excitation. Résolvons d'abord le cas des ondes harmoniques. Dans ce cas, le déplacement u est de la forme $u(k,x,t) = U(k,x)e^{j\omega t}$ et $H(x,t) = H(x)e^{j\omega t}$, k est le nombre d'ondes $\frac{\omega}{v}$ qui caractérise les harmoniques. D'où l'équation (5) devient

$$\frac{d^2 U}{dx^2} + k^2 U = \frac{\lambda \mu_r}{E} \cdot \frac{dH}{dx} \qquad (6)$$

La solution de (6) est la somme de la solution générale de l'équation sans second membre et de la solution particulière de l'équation avec second membre. Cette dernière s'obtient par la méthode des variations des paramètres de LAGRANGE, d'où

$$u(k,x,t) = Ae^{-jkx} + Be^{jkx} + \frac{\lambda \mu_r}{2jkE} \int_0^x \frac{dH}{d\xi} \left[ e^{jk(x-\xi)} - e^{-jk(x-\xi)} \right] d\xi \qquad (7)$$

$\xi$ est la variable remplaçant x sous la bobine.
Nous devons déterminer A et B. Posons $H(x) = Ho\, f(x)$, si $o < x < \ell$ et $H = o$, si $x < o$ et $x > \ell$. f(x) définit la distribution spatiale du champ sous la bobine.
Pour les x positifs et supérieurs à $\ell$, nous avons

$$u(k,x,t) = e^{-jk(x-vt)} \left[ A - \frac{\lambda \mu_r}{2jkE} \int_0^\ell \frac{dH}{d\xi} e^{jk\xi} d\xi \right] + e^{jk(x+vt)} \left[ B + \frac{\lambda \mu_r}{2jkE} \int_0^\ell \frac{dH}{d\xi} e^{-jk\xi} d\xi \right] \qquad (8)$$

.../...

Le second terme, représentant une onde se propageant en sens négatif, disparaît puisque la ligne est supposée infinie, d'où :

$$B = -\frac{\lambda \mu_r}{2jkE}\int_0^{\ell} \frac{dH}{d\zeta}\, e^{-jk\zeta}\, d\zeta \qquad (9)$$

Pour les x négatifs, le troisième terme de (7) est nul puisque le domaine d'intégration de $\frac{dH}{d\zeta}$ est nul pour x négatif. D'autre part, A = 0 car il n'y a pas d'onde se propageant dans le sens positif dans cette région.

Par conséquent, la solution générale de l'équation (6) valable pour tout x est :

$$(10) \quad u(k,x,t) = -\frac{\lambda \mu_r e^{jk(x+vt)}}{2jkE}\int_0^{\ell'} \frac{dH}{d\zeta}\, e^{-jk\zeta}\, d\zeta + \frac{\lambda \mu_r e^{jkvt}}{2jkE}\int_0^{x} \frac{dH}{d\zeta}\left[e^{jk(x-\zeta)} - e^{-jk(x-\zeta)}\right] d\zeta$$

Cherchons l'expression de l'onde qui se propage vers la bobine réceptrice, donc pour $x > \ell$

$$u(k,x,t) = -\frac{\lambda \mu_r}{2jkE}\int_0^{\ell} \frac{dH}{d\zeta}\, e^{jk(\zeta - x + vt)}\, d\zeta \qquad (11)$$

Si nous intégrons cette équation par parties, en tenant compte que H = 0 pour $\zeta = 0$ et $\zeta = \ell$, d'où nous avons:

$$u(k,x,t) = \frac{\lambda \mu_r}{2E}\int_0^{\ell} H(\zeta)\, e^{jk(\zeta - x + vt)}\, d\zeta \qquad (12)$$

Donc à une distribution donnée H ($\zeta$) du champ magnétique, il correspon une déformation u(k,x,t), donnée par (12), qui se présente sous la bobine de réception. Supposons que celle-ci soit en circuit ouvert, donc aucun cou rant ne la traverse. L'équation (3) est simplifiée :

$$B = 4\pi \mu_r \lambda \frac{\partial u}{\partial x} \qquad (13)$$

La bobine a $n_2$ tours par mètre, donc pour un élément dx le flux $d\varphi_2$ sera:

$$d\varphi_2 = n_2 B\, dx = 4\pi \mu_r \lambda n_2 \frac{\partial u}{\partial x}\, dx \qquad (14)$$

si nous considérons la section droite égale à l'unité.

Nous pouvons faire une remarque sur le champ de la bobine, pour la suite du calcul (fig.10).

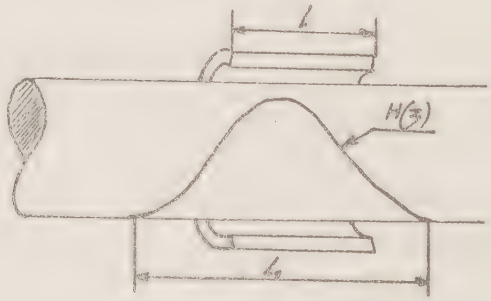



Figure IO

.../...

La bobine émettrice a une largeur géométrique $\ell_1$; la distribution spatiale du champ magnétique de la bobine n'est pas uniforme et couvre toute la longueur $\ell$. Ceci est dû au fait que nous avons un solénoïde très court et qu'il existe alors des champs de fuite. De plus, le bobinage n'est plus absolument régulier.

De même, la bobine de réception présente un facteur d'efficacité non uniforme sur la longueur de la bobine et, en admettant que la ligne est un réseau réciproque, nous pouvons dire que la distribution du champ magnétique est analogue à la distribution linéaire du facteur d'efficacité $g(x)$. Nous écrivons :

$$B = \mu_r H_0 f(x) e^{j\omega t} \qquad \text{et} \qquad g(x) = f(x-d)$$

Donc le flux total vu par la bobine réceptrice est :

$$\varphi_2 = 4\pi \mu_r \lambda n_2 \int_d^{d+\ell} \frac{\partial u}{\partial x} \, g(x) \, dx \qquad (15)$$

Le flux induit la tension de sortie $V_0(k,t) = -\frac{\partial \varphi_2}{\partial t}$

$$v_0(k,t) = -4\pi \mu_r \lambda n_2 \int_d^{d+\ell} g(x) \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial t} \, dx \qquad (16)$$

Nous portons l'expression (12) donnant $u(k,x,t)$ dans (16)

$$V_0(k,t) = \frac{2\pi v k^2 \mu_r^2 \lambda^2 n_2}{E} \int_d^{d+\ell} \int_0^{\ell} g(x) H(\xi) e^{jk(\xi - x + vt)} \, d\xi \, dx. \qquad (17)$$

Nous remplaçons $g(x)$ et $H$ par leurs expressions et nous effectuons pour la 1° intégrale le changement de variable $\xi = x-d$

$$V_0(k,t) = -\frac{4\pi \mu_r \lambda^2}{E} n_2 \mu_r H_0 \omega \frac{k}{2} \left| \int_0^{\ell} f(\xi) e^{jk\xi} d\xi \right|^2 e^{-jk(d-vt)} \qquad (17)$$

A l'émission, le flux est $\varphi_1 = n_1 \mu_r \int_0^{\ell} H(x) dx = n_1 \mu_r H_0 \int_0^{\ell} f(x) e^{jkvt} dx$, car $H = H_0 f(x$

La tension induite $v_1 = -\frac{\partial \varphi_1}{\partial t} = -jkvn_1\mu_r H_0 \int_0^{\ell} f(\xi) e^{jkvt} d\xi$

Nous pouvons alors définir les pertes d'insertion complexes $G = \frac{V_0}{V_1}$

$$G = -j \frac{4\pi \mu_r \lambda^2}{E} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{k}{2} \cdot \frac{\left| \int_0^{\ell} f(\xi) e^{jk\xi} d\xi \right|^2}{\int_0^{\ell} f(\xi) d\xi} e^{-jkd} \qquad (19)$$

Le gain réel sera donné par $g = (G) = \sqrt{G\bar{G}}$

.../...

La fonction de transfert $C(k,x)$ se définit par $\frac{\partial u}{\partial x} = C(k,x) \cdot \varphi_1 \cdot (k,t)$

$$\text{d'où} \quad C(k,x) = -\frac{jk\lambda}{2n_1 E} \cdot \frac{\left[\int_0^l f(\xi)\, e^{jk\xi}\, d\xi\right]}{\int_0^l f(\xi)\, d\xi}\, e^{-jkx} \tag{21}$$

A partir de ces équations, nous étudions le régime en impulsions. Nou établirons la forme de $u(x,t)$ et de $Vo(t)$. Reprenons la forme (20), elle e valable pour la $K^e$ composante de FOURIER, donc pour une impulsion nous al lons intégrer cette équation sur toutes les fréquences, d'où :

$$(22) \qquad \frac{\partial u}{\partial x} = \int_{-\infty}^{+\infty} C(k,x) \cdot \varphi_1(k,t)\, dk$$

Nous avons vu que, $\varphi_1 = n_1 \mu_r H_0 \int_0^l f(x)\, e^{jkvt}\, dx$ . Pour un champ non uniforme nous prenons pour $f(x)$ la forme

$$(23) \qquad f(x) = \sin\frac{\pi x}{l}\left(S(x) - S(x-l)\right) \qquad S(x), \text{ fonction telle que } S(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x > 0 \\ 0 & \text{"} \quad x < 0 \end{cases}$$

$$\text{d'où} \qquad \phi_1 = -n_1 \mu_r H_0 \frac{2l}{\pi} \cdot \frac{e^{jkvt}}{2\pi jkv} \qquad \text{si } t > 0$$

Le signe - représente une impulsion de courant négative qui change la direction du flux. L'équation (21) donne la forme de $C(k,x)$ pour la $K^e$ composante de FOURIER donc si $f(\xi)$ est remplacé par (23) nous avons

$$C(k,x) = \frac{\lambda}{n_1 l E}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{\Omega \cos\Omega}{\Omega^2 - \frac{\pi^2}{4}}\, e^{-j\left[k\left(x - \frac{l}{2}\right) - \frac{\pi}{2}\right]} \tag{25}$$

$\Omega = \frac{kl}{2}$. Si nous portons (24) et (25) dans (22) nous avons

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{\mu_r \lambda H_0 l}{8E} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos\frac{kl}{2}}{\frac{k^2 l^2}{4} - \frac{\pi^2}{4}}\, e^{-jk\left(x - vt - \frac{l}{2}\right)}$$

L'intégrale que nous notons $I_1$, se calcule (voir notes mathématiques d'où :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\mu_r \lambda H_0}{2E} \cos\left[\frac{\pi v}{l}\left(\frac{x}{v} - t - \frac{l}{2v}\right)\right]\left[S\left(t - \frac{x}{v} - \frac{l}{v}\right) - S\left(t - \frac{x}{v}\right)\right] \tag{27}$$

Nous avons la réponse à un échelon négatif de courant. A la coupure d courant, la forme est identique mais de polarité opposée. D'où, pour un cou rant $I = Io\ S(t) - S\,t-T)$ :

$$(28) \qquad \frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\lambda \mu_r H_0}{2E} \cdot \cos\left[\frac{\pi v}{l}\left(\frac{x}{v} - t - \frac{l}{2v}\right)\right]\left[S\left(t - \frac{x}{v} - \frac{l}{v}\right) - S\left(t - \frac{x}{v}\right)\right]$$

$$- \frac{\lambda \mu_r H_0}{2E} \cdot \cos\left[\frac{\pi v}{l}\left(\frac{x}{v} - t - \frac{l}{2v}\right)\right]\left[S\left(t - T - \frac{x}{v} - \frac{l}{v}\right) - S\left(t - T - \frac{x}{v}\right)\right]$$

Nous pouvons tracer cette équation sur le graphique (fig.11)

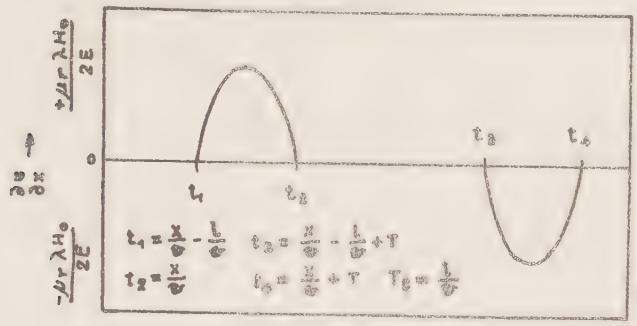



Figure II

Calculons maintenant la tension de sortie. Nous utilisons les pertes d'insertions

$$G = \frac{V_0}{V_1} \qquad \text{ou} \qquad V_0(k,t) = G(k,d) \cdot v_1(k,t)$$

Nous avons $V_1(k,t) = -\frac{\partial \phi_1}{\partial t}$ pour la $K^{e}$ composante avec $\phi_1 = n_1 l \mu_r H_0 \frac{e^{jkvt}}{2jk\pi v}$ pour $t > 0$

$$\text{d'où } V_1(k,t) = -n_1 l \mu_r H_0 \, e^{jkvt} = -V_1 e^{jkvt} \tag{29}$$

Donc, pour un intervalle élémentaire de fréquence $d\omega$, la tension sera

$$V_0(k,t)\, d\omega = -G(k,d) \cdot V_1 \cdot e^{jkvt}\, dk \tag{30}$$

La tension de sortie, à la distance d, est fonction du temps ; donc en intégrant de $-\infty$ à $+\infty$

$$V_0(d,t) = -\frac{l}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(k,d) \cdot V_1 \, e^{jkvt}\, dk \tag{31}$$

Le terme G(k,d) a été calculé à partir de (19), avec la forme (23), pour $f(\xi)$

d'où :

$$G(k,d) = \gamma^2 \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{\Omega \cos^2 \Omega}{\left(\Omega^2 - \frac{\pi^2}{4}\right)^2} e^{-j\left(kd + \frac{\pi}{2}\right)} \tag{32}$$

$\gamma^2$ est le facteur de conversion intrinsèque $\gamma^2 = \frac{4\pi \mu_r \lambda^2}{E}$

ce qui permet d'écrire :

$$Vo(d,t) = -\gamma^2 \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1 l}{4} j \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\frac{kl}{2} \cos^2 \frac{kl}{2}}{\left[\left(\frac{kl}{2}\right)^2 - \frac{\pi^2}{4}\right]^2} e^{-jk(d-vt)}\, dk \tag{33}$$

Si nous posons $V_1 = \dfrac{2\, n_1 \ell \mu_r H_0 v}{\pi}$

L'intégrale $I_2$ a été calculée dans l'appendice et $-j\, I_2$ portée dans (33) donne

$$(34) \qquad V_0(d,t) = -\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t\right)\right]\left[S\left(t-\frac{d}{v}+\frac{\ell}{v}\right)-S\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]$$
$$+\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]\left[S\left(t-\frac{d}{v}\right)-S\left(t-\frac{d}{v}-\frac{\ell}{v}\right)\right]$$

C'est l'équation de la tension de sortie pour un échelon négatif de courant d'entrée.

Pour le courant $I(t) = I_0\ S(t)-S(t-T)$, il y a une tension d'entrée de même forme; et la tension de sortie est alors :

$$V_0(d,t) \quad -\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t\right)\right]\left[S\left(t-\frac{d}{v}+\frac{\ell}{v}\right)-S\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]$$
$$+\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}\right)\right]\left[S\left(t-\frac{d}{v}\right)-S\left(t-\frac{d}{v}-\frac{\ell}{v}\right)\right]$$
$$+\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t+T\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(\frac{d}{v}-t+T\right)\right]\left[S\left(t-T-\frac{d}{v}+\frac{\ell}{v}\right)-S\left(t-T-\frac{\ell}{v}\right.\right.$$
$$-\gamma^2 \frac{n_2}{n_1}\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \frac{V_1}{2}\left[1-\frac{v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}-T\right)\right]\sin\left[\frac{\pi v}{\ell}\left(t-\frac{d}{v}-T\right)\right]\left[S\left(t-T-\frac{d}{v}\right)-S\left(t-T-\frac{d}{v}-\frac{\ell}{v}\right.\right.$$

Nous portons cette forme sur la figure 12.

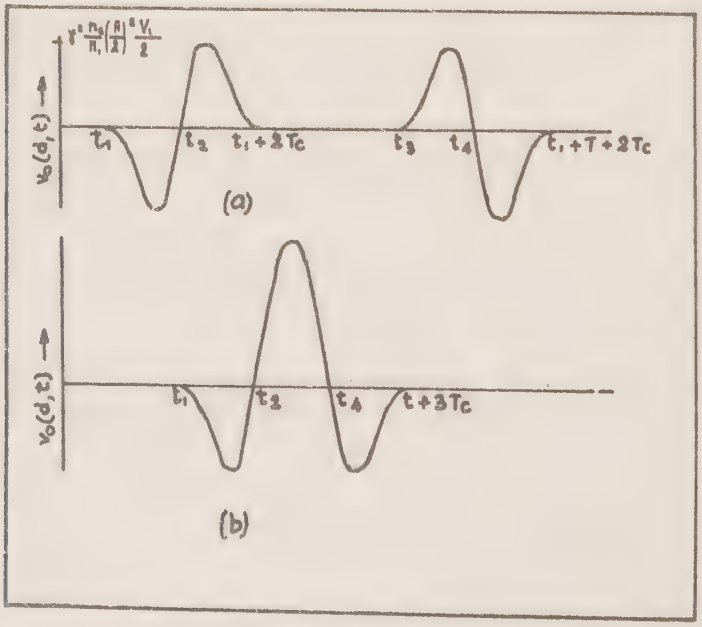



Figure I?

$t_1 = \frac{d}{v} - \frac{\ell}{v}$ $\quad t_2 = \frac{d}{v}$

$t_3 = \frac{d}{v} - \frac{\ell}{v} + T$ $\quad t_4 = \frac{d}{v} + T$

$T_c = \frac{\ell}{v}$

Remarque - La forme (12b) est obtenue facilement par addition graphique. Les lobes présentent la particularité d'être de durée égale à $T_c$.

On admet en première approximation que les pointes des lobes inférieurs sont distantes de 2 $T_c$.

Pour compléter l'exposé, étudions d'une part le cas d'un code binaire et, d'autre part, le cas particulier où les deux bobines n'ont pas les mêmes cotes.

## 2.3.2 - Réponse de la ligne à un profil binaire. Notion de fréquence nominale de travail.

Nous savons qu'une impulsion d'entrée isolée de largeur T, égale à $T_c = \frac{\ell}{v}$, donne un signal de sortie à trois lobes de durée égale à $T_c$ (fig.12b).

Soient alors deux signaux d'entrée consécutifs. Par construction graphique, il est évident que si la période de ces signaux est supérieure à 3 $T_c$, nous obtenons deux formes parfaitement distinctes (fig. 13a). Lorsque la période $\tau$ de signaux d'entrée est telle que 2 $T_c < \tau < 3$ $T_c$, nous observons sur le graphique que le lobe 3 du premier signal se compose avec le lobe 1 du suivant, d'où les formes de la figure (13b).

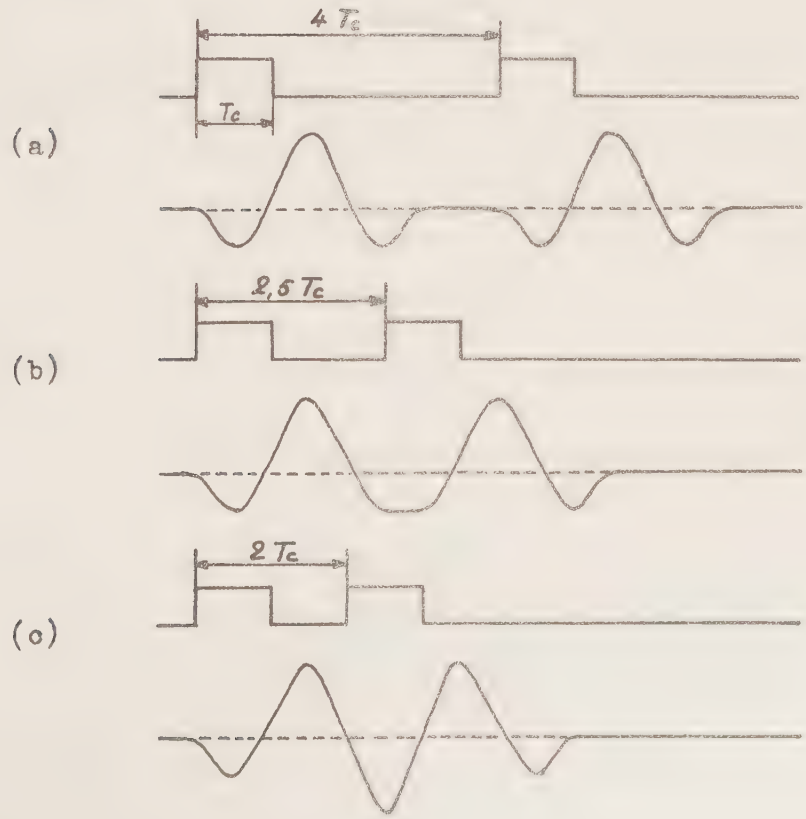



Figure I3

Reprenons le cas $\tau = 2\,T_c$ : il permet l'exploitation du lobe central du signal de sortie, puisqu'il n'est pas perturbé, et le "tassement" maximum des informations à l'entrée.

D'après la remarque du paragraphe précédent, nous constatons que la période des signaux d'entrée est égale à la durée entre les pointes des lobes extrêmes de l'impulsion de sortie. Ce qui conduit à la notion essentielle suivant la résolution ou fréquence nominale de travail d'une ligne à retard magnétostrictive est égale à l'inverse de la largeur entre les pointes extrême du signal de sortie. Les impulsions d'entrée se produisent alors à la récurrenc imposée avec le facteur de forme I/2.

Dans la suite, nous utiliserons souvent l'expression suivante: le signal de sortie mesurant une microseconde de large, la ligne fonctionne à la fréquence de un mégahertz, avec le facteur de forme I/2.

2.3.3. <u>Réponse d'une ligne dans le cas où la bobine de réception est plus large que celle d'émission.</u>

Soit la ligne de la figure I4 :

figure I4

Reprenons l'exposé (§ 2.3.I.); nous constatons que la forme de $\frac{\partial u}{\partial x}$ (fig.II) n'est pas modifiée: $t_2 - t_I = \frac{\ell_1}{v}$ .

Nous voyons sur l'équation I7 que les bornes d'intégration de $V_o(k,t)$ changent; et nous avons

$$v_o(k,t) = \frac{2\pi v k^2 \mu_r \lambda^2 n_2}{E} \int_d^{d+\ell_2} \int_0^{\ell_1} g(\xi)\, H(\xi)\, e^{jk(\xi - x + vt)}\, d\xi\, dx$$

Sans faire le calcul qui serait assez long, nous comprenons que l'intervalle $t_2 - t_I = \frac{\ell_1}{v}$ n'est pas changé; par-contre la première intégrale a une limite D'où, la largeur totale du signal devient $\frac{\ell_1 + \ell_2}{v}$ au lieu de $2\,T_o$. (Fig.I5)

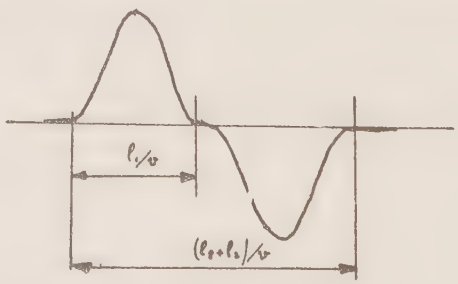
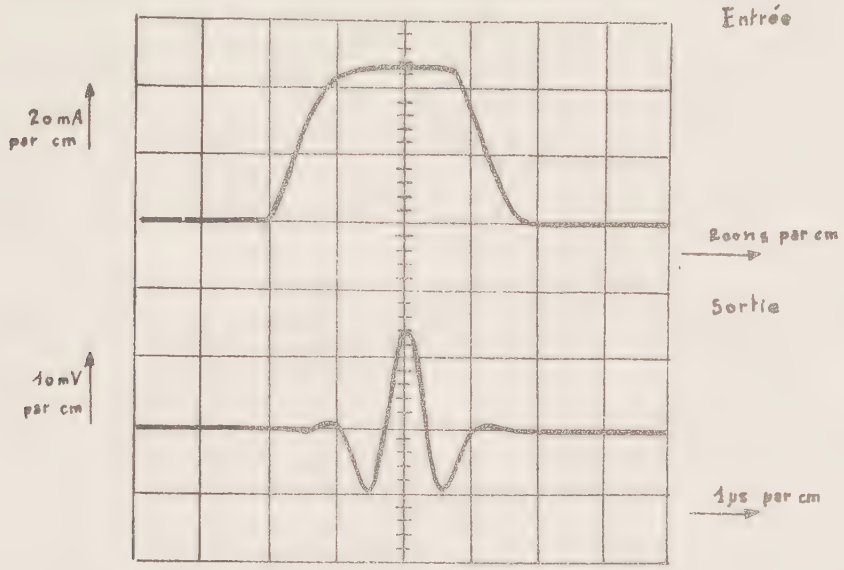



Figure I5.

Ceci est dû au fait que le temps de traversée de la vibration mécanique sous la bobine réceptrice est supérieur à sa largeur propre.

Les résultats du calcul sont des formes idéales cependant très proches de la réalité, nous joignons ici une photo d'un signal relevé sur une ligne courte de Nickel.




En conclusion, nous retenons :

- qu'en négligeant les phénomènes de propagation, les performances de la ligne à retard sont déterminées par les caractéristiques magnétiques du fil choisi, par la géométrie des transducteurs.
- que la ligne admet une fréquence de répétition des signaux d'entrée égale à l'inverse de la durée entre pointes du signal de sortie.
- que le signal d'entrée d'une ligne magnétostrictive est fonction des performances de la ligne.

## 2.4 - Etude expérimentale

Partant des résultats précédents, nous réalisons les transducteurs optima pour les lignes à magnétostriction. Cette partie de l'étude forme un ensemble, que nous découpons en trois paragraphes pour les besoins de l'exposé.

### 2.4.1 - Les bobines transductrices.

#### 2.4.1.1 - Détermination des bobines

Nous nous sommesplacés dans les conditions d'essai vérifiant les hypothèses du chapitre 2.3.

Nous utilisons une ligne courte de nickel, en fil de 2/10 de mm de diamètre. Ainsi, nous négligeons les phénomènes de propagation. La puissance injectée à la bobine d'entrée est faible; la ligne est munie à ses extrémités d'amortisseurs. Les aimants de polarisation sont des barreaux droits d'Alnico.

Le montage d'essai est donné sur la figure 16.

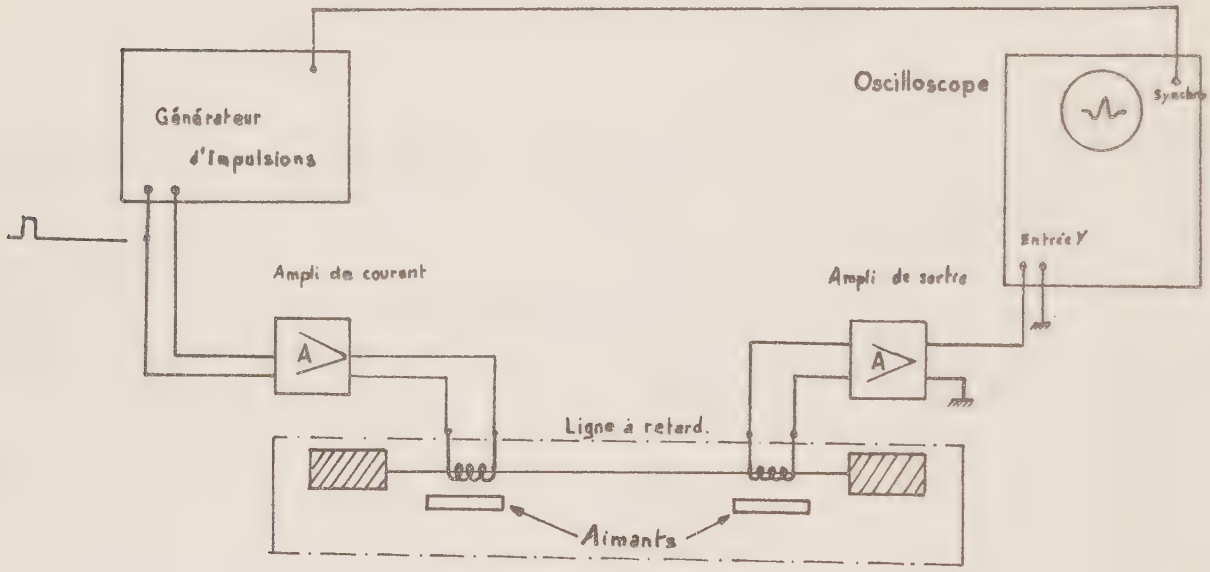



Figure I6

Le bobinage sera entièrement déterminé, lorsque nous aurons précisé sa géométrie, le nombre de spires, le fil bobiné et les caractéristiques électriques (self, résistance).

Pour démarrer l'étude, nous disposons des remarques suivantes .

D'après le chapitre 2.3, nous savons que la géométrie de la bobine est déterminée par la fréquence de la ligne. La longueur L du solénoïde bobiné pour une ligne fonctionnant à la fréquence F est

$$L = \frac{v}{F}$$

Si v = 5000 m/s, pour la fréquence de 1 MHz, nous avons $\ell$ = 5 mm

.../...

Le niveau de sortie dépend du couplage des bobines sur le fil, nous cherchons alors à diminuer le diamètre intérieur du solénoïde. Les fils magnétostrictifs utilisés nous imposent des diamètres intérieurs compris entre 1 mm et 3/10° mm.

L'amplitude de sortie est aussi proportionnelle au nombre de spires en première approximation. Cependant, il existe une limite supérieure ; nous devons pouvoir établir le courant dans le transducteur d'entrée et rester dans la zone linéaire des coubes de magnétostriction. En effet, la constante de temps électrique du transducteur et le champ magnétique créés croissent proportionnellement au nombre de spires en première approximation.

Le fil bobiné doit être assez fin pour permettre un grand nombre de spires sous un faible volume. Nous utiliserons soit du 2/100° mm, soit du 4/100° mm en cuivre émaillé.

Le problème ainsi délimité, nous réalisons des essais comparatifs de diverses formes de bobinage, ayant un nombre de spires différent. Les essais conduisent aux conclusions suivantes :

Dans les conditions d'essais précitées, la fréquence maximum obtenue est de 2 MHz, en utilisant les solénoïdes ci-dessous

5/10° mm < LARGEUR < 1 mm
3/10° mm < DIAMETRE INTERIEUR < 7/10° mm
50 < NOMBRE DE SPIRES < 350

Le temps d'établissement du courant à l'entrée devant rester inférieur à 200 ns, nous utiliserons au maximum 150 spires à l'entrée.

Le niveau de sortie est proportionnel au nombre de spires (2.4.1.2), (de l'ordre de quelques dizaines de millivolts pour des bobines de 100 spires avec 30 mA de courant d'entrée.)

Les limites données ci-dessus correspondent à une fréquence minimum de 1 MHz. Par conséquent, les bobines transductrices utilisées seront définies par ces valeurs.

Donnons les caractéristiques électriques de quelques types de bobines réalisées dans le tableau ci-contre.
Les selfs inductances ont été mesurées au Q-mètre à la fréquence de 1 MHz. Les variations de selfs dues à la fréquence sont faibles dans la zone utilisée.
La résistance est mesurée au pont de Wheastone, pour un courant inférieur à 100 mA.

| type de bobines | Self L µH | R Ω Résistance | L/R |
|---|---|---|---|
| 50 spires en 4/100° | 1,2 µH | 2,5 Ω | |
| 100 " 2/100° | 3,8 | 14 | $2,7.10^{-7}$ |
| 200 " 2/100° | 21 | 35 | $6 .10^{-7}$ |
| 300 " 2/100 | 60 | 59 | $\simeq 10 .10^{-7}$ |

.../...

Remarque

Une constatation s'impose sur la longueur des bobines réalisées. Le calcul donne une longueur théorique de 5 mm pour travailler à 1Mhz alors que l'expérience donne moins de 1 mm. Cette différence notable est attribuée au champ de fuite très important dans les bobinages placés sur un circuit magnétique non fermé.

Nous pouvons remédier à ce défaut par deux méthodes : bobinages auxiliaires éliminant les effets de bord, comme pour les lentilles électromagnétiques, voir en optique électronique, ou ferrite enrobant le bobinage et canalisant les lignes de champ magnétique.

Nous avons étudié plusieurs solutions à ferrite à priori plus simple, donnons le détail d'une réalisation (Fig. 17)

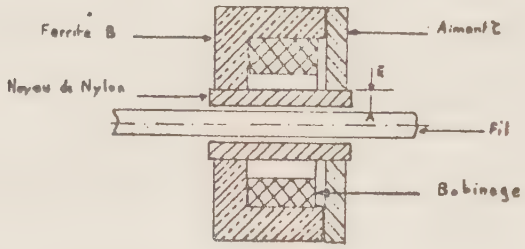



Figure 17

Le bobinage étudié auparavant est conservé. Nous le plaçons à l'intérieur de la ferrite B. Le circuit magnétique, fermé par un aimant permanent C en forme de disque, est alors constitué par la ferrite, par le corps magnétostrictif et par l'aimant. L'entrefer E est très faible.

Ce transducteur totalement réalisé en laboratoire a donné partiellement satisfaction :

- nous observons un gain du point de vue fréquence, mais une perte d'amplitude de sortie
- son montage délicat et onéreux n'est pas favorable à son utilisation industrielle.

.../...

2.4.1.2 - Vérification des lois théoriques

La relation (34) du paragraphe 2.3. donne la valeur crête $V_o$ du signal de sortie en réponse à un front de courant I :

$$V_o = \frac{\mu_r^2 \lambda^2 n^2 n_s \ell H_o v}{E}$$

De cette expression, nous tirons que $V_o = k\, n_s H_o \ell$ , ce qui signifie que la tension de sortie crête est proportionnelle au champ magnétique $H_o$ créé et aux nombres de tours de la bobine de sortie. Vérifions ces deux lois.

A l'émission, la tension de sortie est proportionnelle aux ampères tours , $H_o = \mu n_1 I$ . Nous utilisons pour cette manipulation, une ligne en élinvar recuit de 0,30m, des bobines de 50 et 100 spires. Nous faisons croitre le courant d'émission et nous notons la tension de sortie crête $V_o$ (Courbe de la figure 18)

Nous obtenons une droite ( $H_o = \mu n_1 I$, $V_o = kI$). La partie supérieure de la courbe s'infléchit vers 200mA. Cette forme s'explique de plusieurs manières :

- il y a une déformation du signal d'entrée pour les forts courants (distorsions de l'amplificateur d'attaque)
- l'excursion de champ magnétique dépasse la zone linéaire de la courbe de magnétostriction de l'élinvar et atteint la zone de saturation

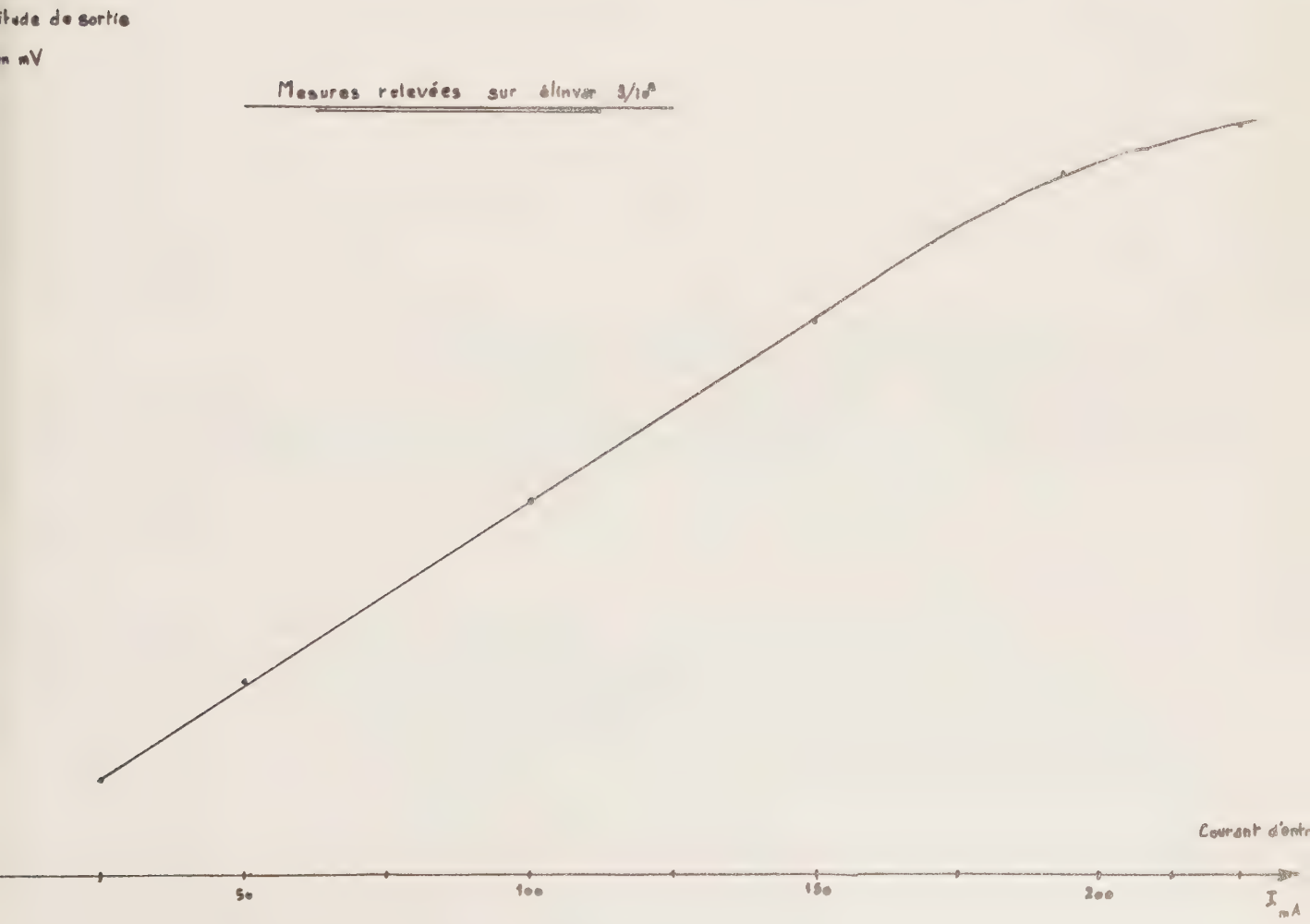



Figure 18

Voyons maintenant l'influence du nombre de spires d'émission et de réception ; nous obtenons dans les parties moyennes des droites qui représentent les lois linéaires $V_0 = k\, n_2 H_0$ . Vers la partie supérieure des courbes, nous notons une inflexion qui représente les distorsions de non linéarité (Fig. 19)

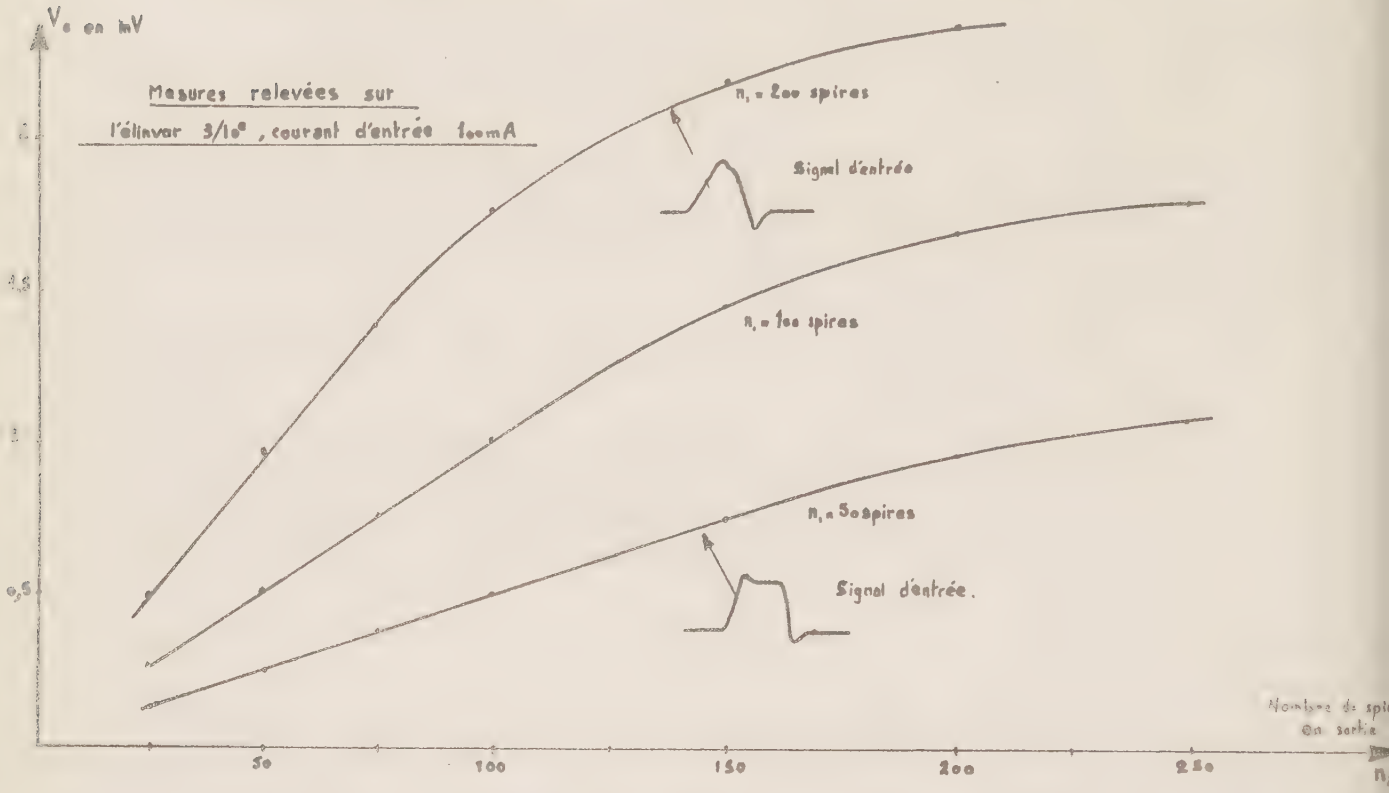



*Figure 19*

Sur les courbes figurent les formes d'onde d'entrée pour des bobines de 50 et 200 spires.

Nous voyons l'influence de la nature selfique des transducteurs.

2.4.1.3 - Description d'un transducteur complet

A partir des résultats précédents, nous avons réalisé des transducteurs standards. En émission, nous utilisons des bobines de 150 spires maximum; ce qui impose une constante de temps de 150 ns minimum.

En réception, la valeur maximum du nombre de tours est limitée à 300 spires.

Pour être utilisables les bobinages réalisés doivent être protégés. Un noyau de nylon usiné sert de support au solénoïde, son rôle est double : il protège l'intérieur et les flancs de la bobine et il définit avec précision (2/100°mm) les cotes de la bobine.

.../...

Le transducteur complet utilise une polarisation magnétique, elle est obtenue par un barreau droit d'Alnico. Nous avons défini leurs caractéristiques magnétiques par les courbes de magnétostriction.

Ainsi nous disposons d'un bloc de céleron usiné, qui comporte les logements de la bobine et de l'aimant, un trou taraudé de fixation et les bornes de sortie des fils du solénoïde. Cet élément constitue un transducteur complet de lignes longitudinales. (figure 20)

Insistons sur l'aspect miniature de cet élément standard qui permet de réaliser des lignes à retard sous un faible encombrement.

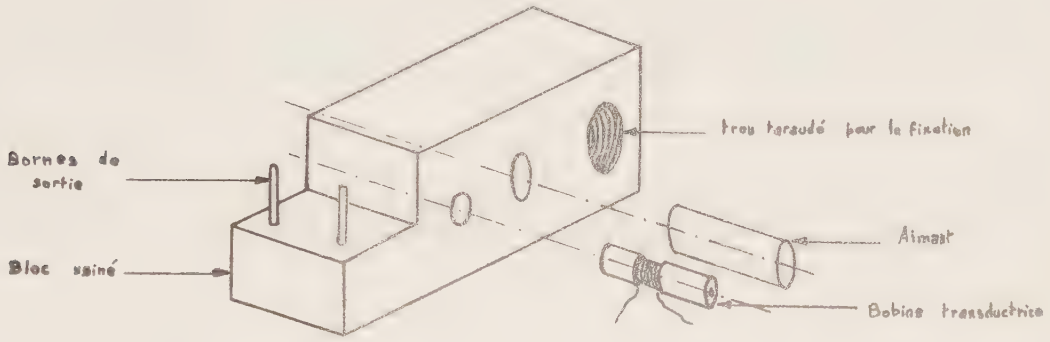



Figure 20.

Des essais d'endurance ont mis en évidence la fiabilité de ces transducteurs.

La dissipation thermique est le point essentiel en endurance. Pour cela, nous avons déterminé les températures du bobinage pour des intensités continues croissantes. (cas le plus défavorable d'exploitation) (Courbe 21). Nous définissons ainsi les courants admissibles pour les différentes bobines. Compte tenu d'une marge de sécurité, nous admettons comme courant continu maximum 60 mA quelque soit le type de bobine.

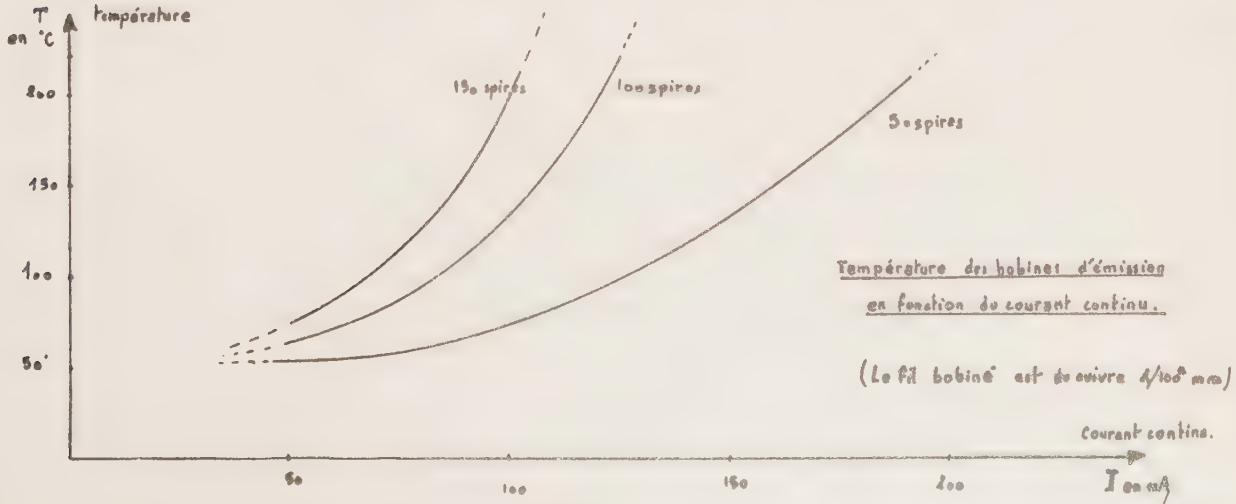



Figure 21

.../...

## 2.4.2 - Le fil magnétostrictif

Dans le choix d'un matériau magnétostrictif pour une ligne à retar il faut garder à l'esprit qu'à côté des propriétés magnétostrictives, il y a lieu de tenir compte des propriétés élastiques du corps; car dans to les cas, il est le support de propagation des ondes élastiques sous les b bines transductrices.

### 2.4.2.1 - Choix du matériau

Le fer, le nickel, le cobalt sont les trois corps ferromagnétiques servant de base à tous les alliages magnétostrictifs.

Signalons dès maintenant, que le cobalt et ses alliages ont été aba donnés à cause des délais de livraison et des difficultés d'approvisio nement sous forme de fils. Ce corps reste cependant intéressant pour u développement futur des lignes à retard magnétostrictives.

Notre étude porte sur le nickel et les alliages fer-nickel.

A partir des caractéristiques publiées par les constructeurs, nous avons sélectionné quelques échantillons d'alliages ou métaux (tableau de la figure 22).

| Métal | Coefficient $\lambda$ | Module d'Young E kg/mm² | Perméabilité $\mu$ maximum | Coefficient $\frac{\Delta E}{\Delta \theta}$ | Observations |
|---|---|---|---|---|---|
| Nickel | $-32.10^{-6}$ | 20.000 | 600 | $-150.10^{-6}$ | |
| Elinvar | $-3.10^{-6}$ | 18.000 | | $-50.10^{-6}$ | un recuit modifie : $\frac{\Delta E}{\Delta \theta}$ |
| Fer-Nickel 36% | $+18.10^{-6}$ | 14.500 | 10.000 | $+200.10^{-6}$ | Le recuit améliore sensiblement le coefficient $\lambda$ |
| Nilo 45 | $+22.10^{-6}$ | 14 000 | 2.000 | $-55.10^{-6}$ | |
| Perminvar 7% Ni | $-15.10^{-6}$ | 19.000 | 4000 | $-120.10^{-6}$ | |

*Figure 22*

Pour essayer les échantillons magnétostrictifs, nous reprenons le montage de la figure 16. Les transducteurs sont des bobines définies plus haut : 100 spires en entrée et sortie. Nous relevons les résultat fondamentaux : fréquence de travail, amplitude de sortie essentiellemen Ceci nous permet d'opérer une sélection des matériaux disponibles.

.../...

Nous constatons que nous sommes obligés de trouver un compromis entre les trois paramètres:amplitude de sortie, fréquence de travail et stabilité de retard en fonction de la température. D'où trois classes de corps magnétostrictifs pour les lignes à retard :

- à coefficient magnétostrictif élevé; le nickel par exemple donne une grande amplitude de sortie
- à haute stabilité ; l'élinvar très stable en fonction de la température
- à haute propriété élastique; des alliages fer-nickel ont des propriétés mécaniques remarquables.

En fait, nous utiliserons l'élinvar qui est un bon compromis comme nous le verrons plus loin. Le nickel utilisable pour certaines applications se moquant de la stabilité de retard en fonction de la température.

2.4.2.2 - Etude d'un matériau magnétostrictif pour une ligne à retard

Les résultats suivants ont été obtenus pour un alliage, mais ils sont valables pour tous les corps magnétostrictifs utilisés.

Influence du diamètre du fil

Pour le domaine de fréquence souhaité, des travaux antérieurs in quent que nous devons utiliser des fils fins ou des rubans minces d'a liages magnétostrictifs. Pour des raisons de fabrication, nous nous li mitons au fil.

Intuitivement, nous voyons que la section droite du fil influe s les performances de la ligne. Cette constatation n'apparait pas dans le calcul du paragraphe 2.3.; cependant, si la section augmente, la masse matière d'un élément de longueur dx croît, et par conséquent son iner croît; d'où la fréquence maximum diminue. D'autre part, plus la section est grande, plus la surface de flux coupé est grande sous la bobine r ception; donc plus le niveau de sortie est grand.

Nous avons vérifié expérimentalement ces hypothèses. Nous avons la figure 23 les courbes $V_s = f(d)$ et $1/F = g(d)$; d diamètre du fil uti

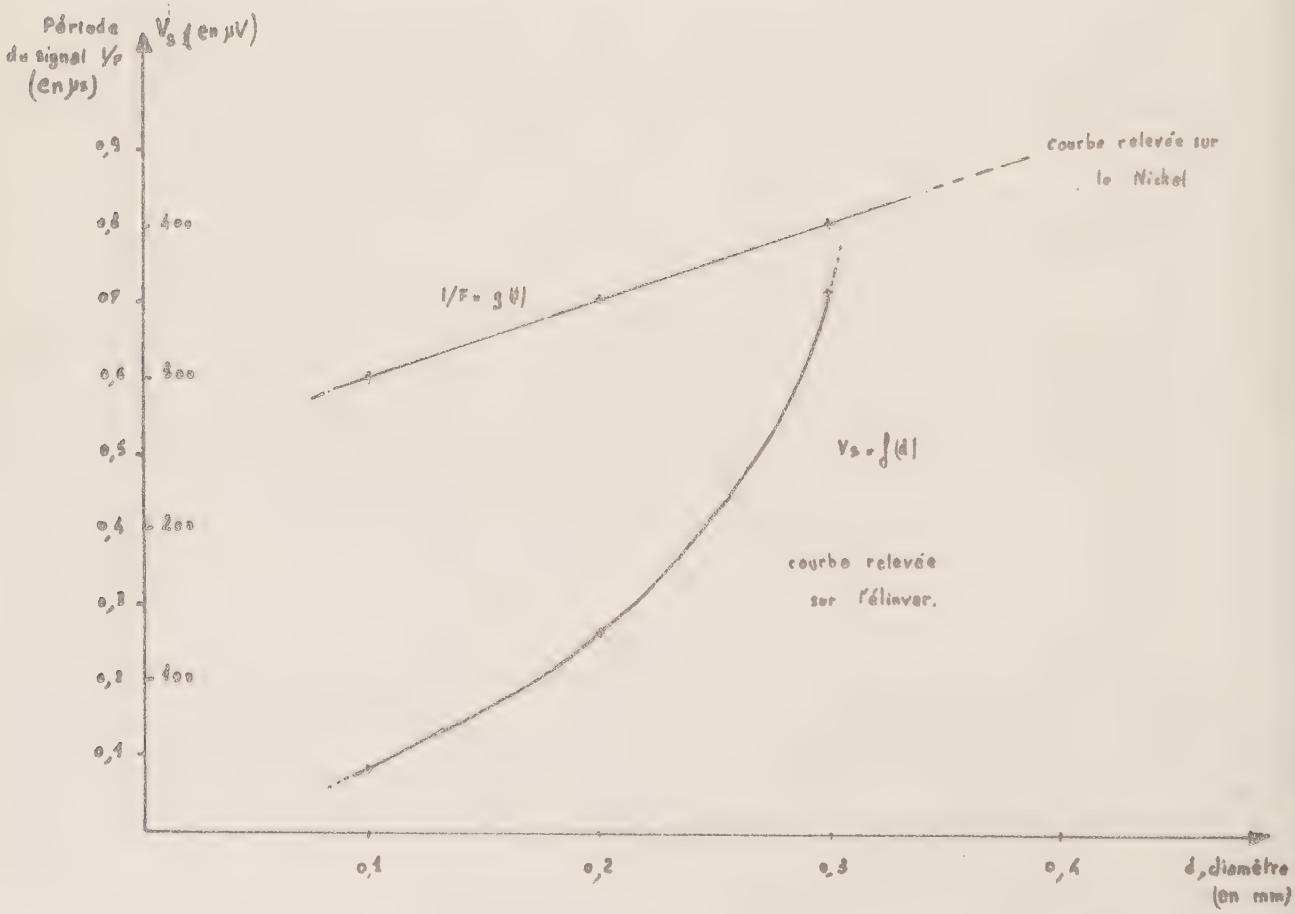



Figure 23

- Influence de la polarisation

Nous avons noté au paragraphe 2.2.2 , que le module dynamique de magnétostriction varie avec le champ magnétique de polarisation. Le cas idéal est de se placer au point de pente maximum de la courbe $\lambda = f(H)$ Nous avons déterminé ce point expérimentalement pour le nickel et l'élinvar, grâce au montage de la figure 24.

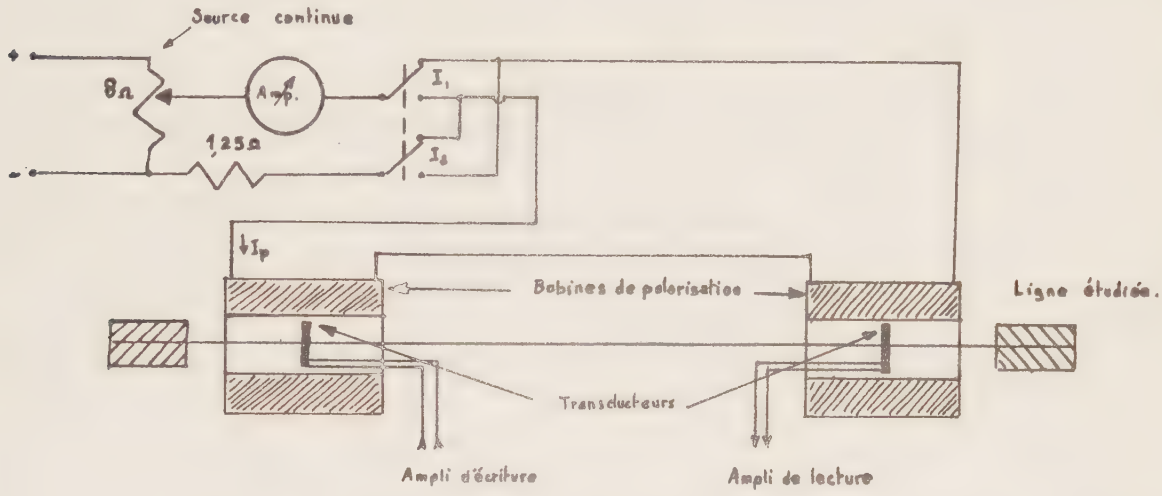



*Figure 24*

Les bobines de polarisation fournissent un champ de polarisation variable ; la ligne est attaquée par une petite impulsion rectangulaire créant une excursion de champ faible. Nous faisons varier la polarisation et pour chaque valeur, nous notons le niveau de sortie de la ligne (fig.25). Cette courbe est la dérivée de celle $\lambda = f(H)$ car nous portons $V_c = f(H)$ et $V_c = k\frac{d\lambda}{dH}$ . Nous connaissons alors la polarisation optimum, et notons la présence d'un cycle d'hystérésis.

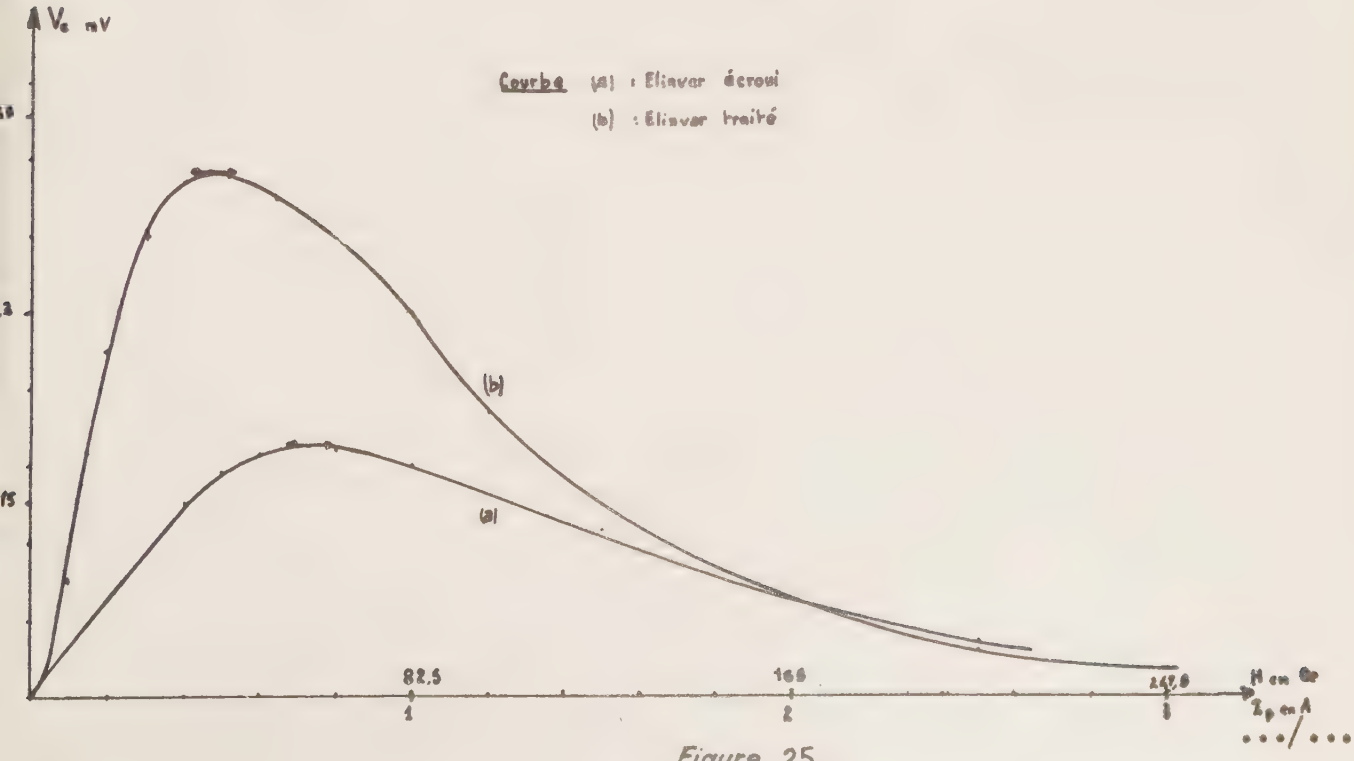



*Figure 25*

.../...

- Traitements des fils

Dans le chapitre 2.2 nous avons vu que le coefficient de magnétostriction statique est influencé par les traitements métallurgiques de matériau.

Les échantillons sont livrés à l'état écroui. Nous avons étudié des traitements propres à améliorer les performances des lignes de nickel et d'élinvar.

Dans le cas du nickel, le traitement défini est effectué sous les bobines transductrices. Il permet une augmentation de 15 dB du niveau de sortie.

L'élinvar subit un traitement voisin de celui du nickel, les fréquences de travail et le niveau de sortie sont très nettement améliorés. L'ensemble de la ligne à retard subit le traitement.

Nous n'insistons pas plus sur ces traitements qui ont un caractère confidentiel.

## .4. Circuits d'adaptation

### 2.3.4.I. Circuits d'entrée

Dans un circuit électronique,les signaux n'ont pas des fronts infiniment raides.Il convenait donc d'observer l'influence de la forme des impulsions d'entrée sur le signal de sortie.

Une méthode graphique permet de déterminer approximativement la réponse à un signal d'entrée quelconque.Il apparaît qu'il peut être un trapèze isocèle.Nous donnons son allure et la forme de sortie correspondante .

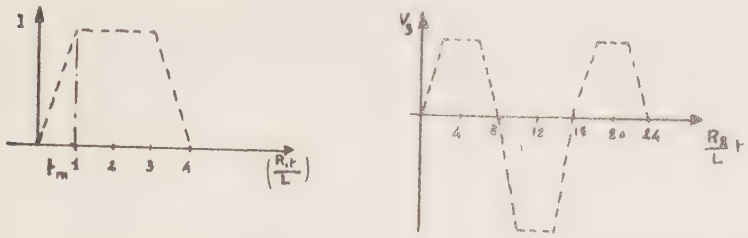



Figure 26

Du point de vue circuit,il convient d'établir le courant I dans le temps $t_m$,et,d'évacuer l'énergie électromagnétique de la self dans la même durée. Nous adoptons le schéma suivant.

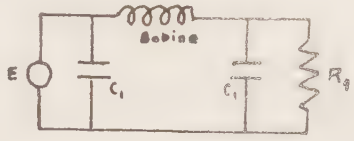



Figure 27 a

Connaissant la self de la bobine,lecourant I désiré,nous pouvons déterminer la résistance $R_1$ et la capacité $C_1$ par les relations suivantes:

$$t_m = \frac{L}{R_1} \qquad \text{et} \qquad L_1 = 2R_1^2C_1$$

### 2.3.4.2. Circuits de sortie

La forme du signal de sortie est proche de celle d'une sinusoïde. Ainsi,le circuit placé aux bornes de la bobine réceptrice est un circuit L,C accordé à la fréquence du signal(soit I MHz,par exemple). Une résistance parallèle $R_2$ amortit les oscillations. Schéma de la figure 27.

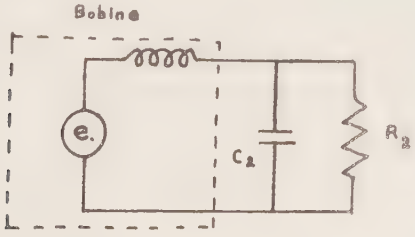



Figure 27 b

La valeur de la self et la fréquence du signal déterminent la capacité nécessaire et la résistance ,grâce aux relations ci-dessous:

$$t_m = 2\frac{L}{R_2} \qquad \text{et} \qquad t_m = 2R_2C_2$$

## 2.5 - Transducteurs de torsion

La propagation en onde de torsion est utilisable ; elle présente nombreux avantages : vitesse de propagation plus faible, transmission am liorée. Nous décrirons donc le mode de création de ces vibrations ; il existe d'autres transducteurs électromécaniques, mais ils sortent du cad de cet exposé.

### 2.5.1 - Transducteurs à effet Wiedemann

La conversion de l'impulsion électrique en une vibration de torsi est directe par effet Wiedemann. La superposition d'un champ axial e d'un champ circulaire donne une résultante hélicoïdale, suivant laquel se fait la torsion du fil (Fig. 28)

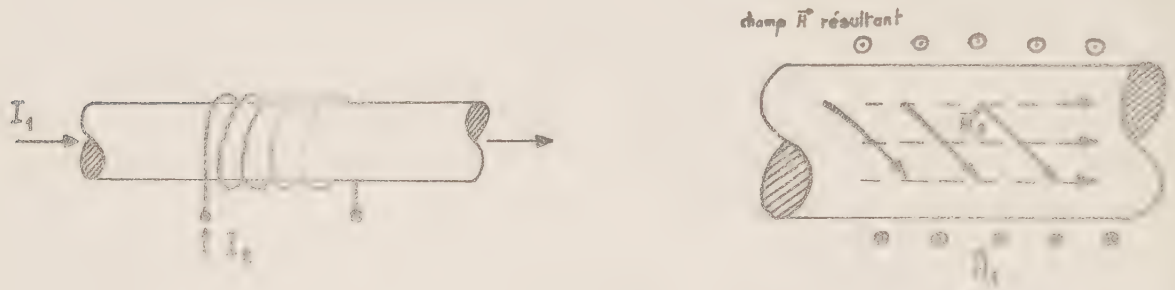



Figure 28

Le champ axial est obtenu par un aimant permanent de polarisation, ou une bobine parcouru par un courant continu $I_2$.

Le champ circulaire est dû au passage d'un courant $I_1$ dans le fil lui même. Le fil placé dans un champ magnétique hélicoïdal est soumis à un couple de torsion. Une variation de l'une des composantes du champ magnétique produit une variation de la torsion donc une onde de torsion

Première solution :

La ligne utilisée est une ligne courte de nickel semblable à une ligne longitudinale. La polarisation est assurée par un aimant et une source de courant continu réglable. Nous injectons l'impulsion d'écriture dans une bobine solénoïdale (Fig. 29).

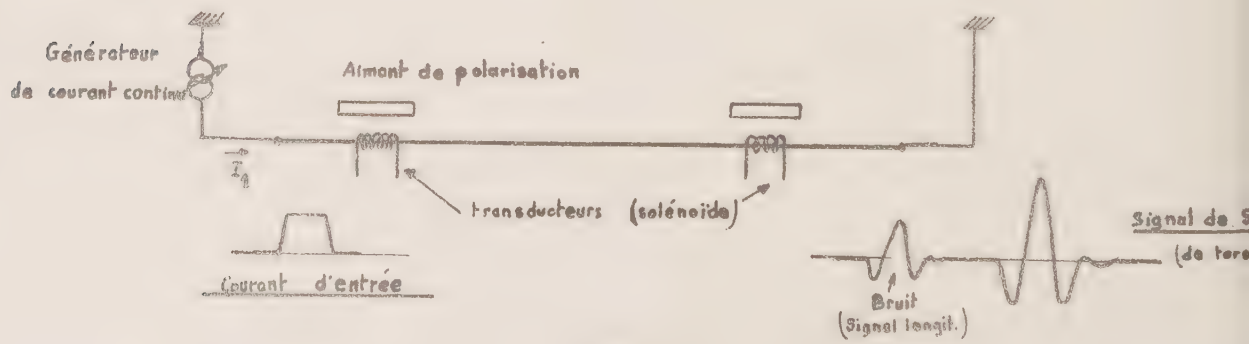



Figure 29

.../...

Les résultats sont les suivants :

- Nous observons en sortie 2 signaux déphasés, l'un de torsion, l'autre longitudinal. Leurs amplitudes relatives détériorent le rapport S/B

Cette solution simple n'est pas satisfaisante.

Seconde solution

Dans ce cas, la polarisation reste la même, mais nous employons des bobines toroïdales comme transducteurs ; elles créent un champ magnétique circulaire. Les transducteurs présentés à la Figure 30 comportent 25 spires en fil de 2/100 émaillé. Le bobinage est effectué sur un anneau de diamètre intérieur 5/10 mm, de diamètre extérieur 15/10 mm et de largeur 8/10 mm. Il est effectivement possible d'utiliser des bobines plus longues que pour les lignes longitudinales puisque la vitesse de propagation est 1,6 fois plus faible en torsion ; donc pour le même temps de résolution $T_c = \frac{l}{v}$ désiré, nous pouvons employer une bobine 1,6 fois plus longue.

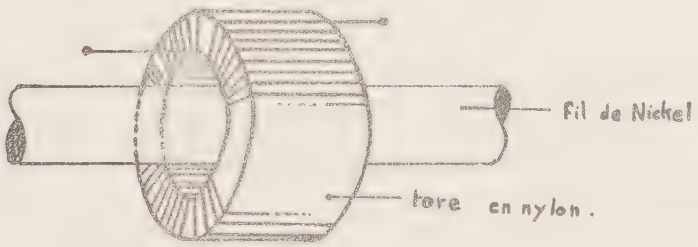



Figure 30. Transducteur toroïdal

Les conclusions de l'essai sont les suivantes :

- l'impulsion de sortie a un niveau de quelques millivolts, et une largeur d'environ 1 $\mu$s.

- ce type de transducteur, simple, d'un fonctionnement satisfaisant reste valable au stade du laboratoire. Cependant, nous l'avons rejeté pour des lignes destinées à emploi industriel : difficulté de réalisation des bobines toroïdales industriellement et nécessité de fournir un courant continu de polarisation, d'où dissipation excessive.

## 2.5.2 - Convertisseur de mode

### 2.5.2.1 - Principe

L'idée de base est la suivante : nous créons une vibration longitudinale comme nous l'avons vu au paragraphe 2.1, puis nous convertissons cette onde en une onde de torsion par le montage ci-dessous (Fig. 31)

.../...

Les rubans, sur lesquels sont montés les transducteurs longitudin sont fixés tangentiellement,en deux points diamétralement opposés su un fil. Sur chaque ruban, nous créons une onde longitudinale identiq mais de signe opposé . Nous positionnons les transducteurs de façon à ce que les deux ondes arrivent à la jonction au même instant. A ce point, le fil de retard est soumis à deux efforts opposés tangentiel donc à un couple de torsion. Ce couple se propage en direction de l'a tre extrémité du fil ou nous recueillons des vibrations longitudinal sur des rubans par le fonctionnement inverse de notre dispositif.

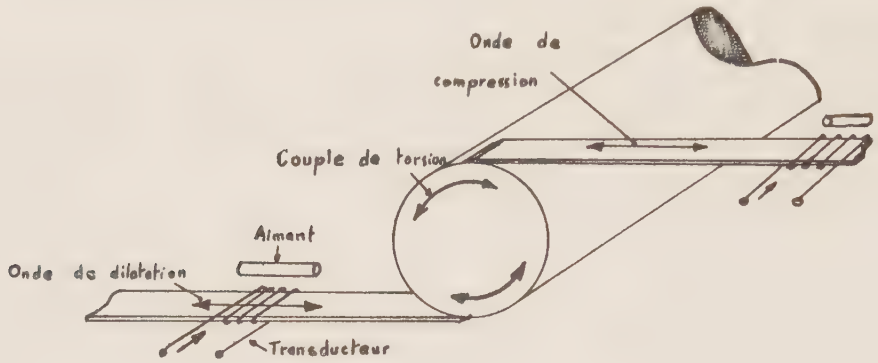



Figure 3I. Convertisseur de mode.

Ce système original, que nous avons entièrement mis au point peut se présenter sous deux formes que nous donnons dans la figure 32.

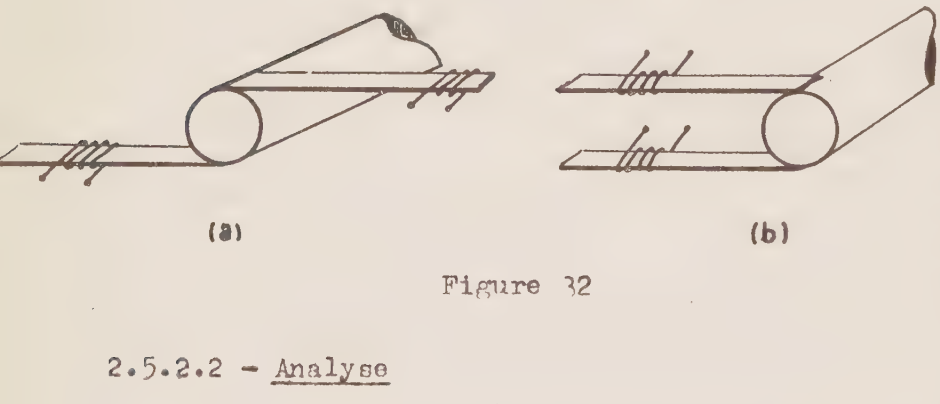



Figure 32

Les configurations a et b so valables, cependant nous n'u liserons que la solution b. L'encombrement du convertiss de mode est moindre ainsi, q le nombre d'éléments.
De plus le positionnement de transducteurs est rendu plus simple.

2.5.2.2 - Analyse

Ce dispositif est intéressant, si la conversion des modes de vibra tion est réalisée sans pertes de puissance. Pour cela, nous réalisons l'adaptation mécanique des fils. Par analogie électromécanique, nous écrivons que l'adaptation est réalisée lorsque les impédances sont égales de part et d'autre de la jonction.

L'impédance de torsion d'un fil $Z_t = \rho_1 . V_1 , I$ ,

I étant le moment d'inertie d
$V_1$ " la vitesse de l'onde torsio
$\rho_1$ " la densité du fil.

.../...

Nous avons $I = \frac{\pi a^4}{2}$ pour un fil de rayon $a$

L'impédance mécanique des rubans vue par le fil est

$$Z_m = a^2 \rho_2 V_2 S$$

$S$ section droite des rubans
$V_2$ vitesse de l'onde longitudinale
$\rho_2$ densité des rubans.

Pour l'adaptation, nous avons $Z_m = Z_t$, ce qui donne

$$S = \frac{\pi a^2 \rho_1 V_1}{2 \rho_2 V_2}$$

Or, nous pouvons exprimer les vitesses $V_1$, $V_2$ par leurs expressions

$$V_1 = \sqrt{\frac{G}{\rho_1}} \quad \text{et} \quad V_2 = \sqrt{\frac{E}{\rho_2}}$$

G module de cisaillement
E module d'Young.

ce qui donne,

$$\boxed{S = \frac{\pi a^2}{2} \sqrt{\frac{G}{E} \frac{\rho_1}{\rho_2}}}$$

2.5.2.3- Réalisation

Le transducteur longitudinal que nous avons décrit plus haut et ce dispositif de conversion de mode sont les deux seuls transducteurs employés pour les lignes à retard que nous décrivons.

Ce dispositif permet une séparation nette des propriétés de magnétostriction et de propagation nécessaires pour les lignes.

Pour la partie réalisant la conversion électromécanique, nous utilisons un fil de nickel étudié en longitudinal, et, pour la partie retard nous avons dû envisager une étude des matériaux tréfilés ayant les propriétés requises. Ce point sera abordé dans le chapitre 3. D'ores et déjà, nous pouvons dire que ce fil est soit de l'élinvar, soit du Ni Span C de diamètre 5/10 mm. Dans ce cas, l'adaptation est réalisée à 2 % près avec les valeurs des caractéristiques données par le fabricant.

Pour la réalisation de la jonction de ces couples de fils ou de rubans, il existe plusieurs solutions, soudage par ultrasons, par bombardement électronique, par brasage et par résistance. Dans un but de simplicité et d'économie, nous retenons la dernière solution.

L'étude du convertisseur de mode a été faite sur des lignes courtes de façon à négliger le facteur transmission. Des transducteurs supplémentaires étaient montés sur les fils de nickel pour mesurer le taux de réflexion dûe à la soudure (Fig. 33). Les convertisseurs peuvent être effectivement des rubans ou des fils, il suffit de respecter les conditions d'adaptation.

.../...

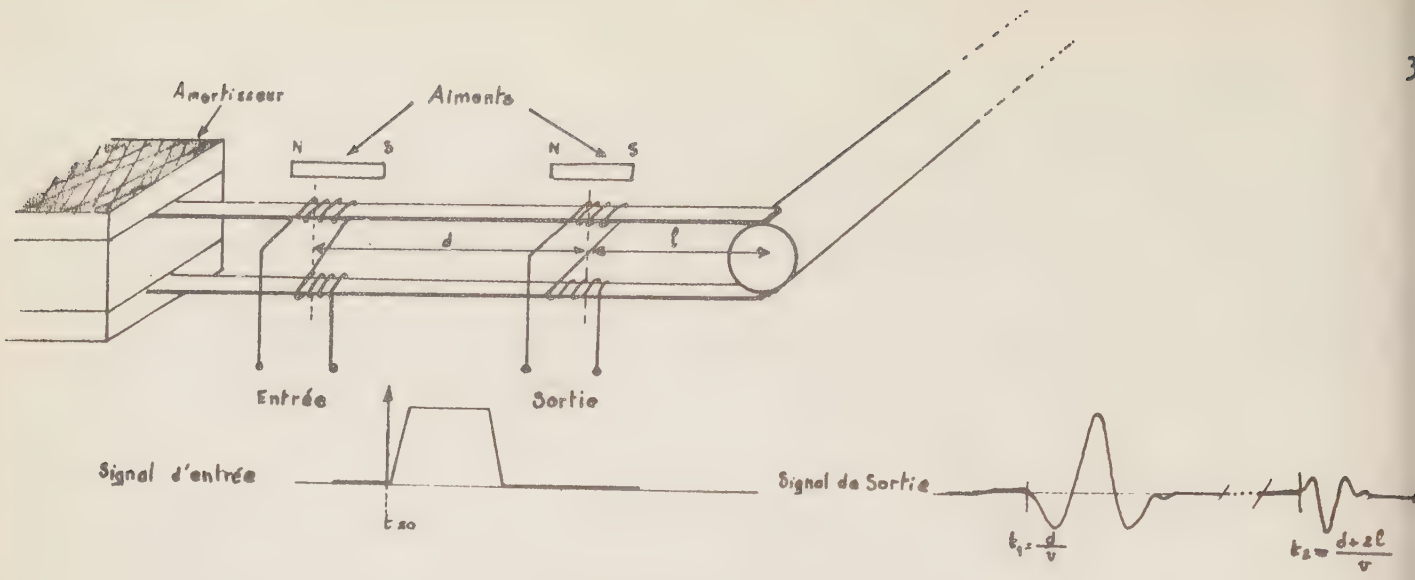



Figure 33.

Après avoir fixé notre choix sur une machine à souder par points, nous avons exploré sa zone de réglage. Pour diverses valeurs de la pression et de l'intensité, nous fabriquions des lignes courtes. Chaque ligne était essayée, de cette manière nous avons trouvé la zone de réglage optimum pour avoir un fort niveau de sortie et une largeur de signal minimum.

Cette masse d'essai nous a donné une certitude de bon fonctionnement des lignes utilisant ce convertisseur de mode. D'autre part, un certain nombre de points délicats dans la fabrication ont été décelés entre autre la finition des soudures doit être parfaite.

En conclusion, les lignes utilisant le convertisseur de mode sont assez facilement réalisables. Les dispersions notées sur un lot de 50 lignes courtes sont de l'ordre de 5%, ce qui n'est pas supérieur au chiffre admis pour les transducteurs longitudinaux. Les pertes relevées au point de jonction dues à la désadaptation sont de l'ordre de 1 db. Elles expliquent que le niveau de sortie ne soit pas 4 fois celui d'une ligne longitudinale, comme nous pouvions le penser. Ce dispositif sera adopté pour toutes les lignes dépassant un retard de 500 $\mu$s.

## 3 - ELEMENT DE RETARD

### 3.1. Généralités

Le second élément de la ligne à retard est le milieu retardateur. Son rôle est de transmettre dans les meilleures conditions, les vibrations mécaniques du transducteur émetteur vers le transducteur récepteur. Deux solutions sont possibles : le corps magnétostrictif des transducteurs sert de milieu propagateur (lignes longitudinales), ou l'élément de retard est distinct du matériau magnétostrictif (lignes de torsion). L'élément utilisé se présente sous des aspects différents suivant l'application : tubes, rubans ou fils.

Pour les fréquences demandées, nous fixons notre choix sur les fils et rubans.

Nous rappelons rapidement la théorie de la propagation des ondes longitudinales et de torsion pour consacrer une plus grande part de l'exposé à l'étude expérimentale et des phénomènes propres aux lignes à retard étudiées.

### 3.2. Rappels de propagation

#### 3.2.1. Propagation d'une onde plane longitudinale dans un fil parfait.

Soit un élément de fil de section S, de longueur dx placé à l'abscisse x.

Appelons X et X + dX les déplacements de l'élément sous une force extérieure.

Ils sont fonction du temps t et de l'abscisse x

L'allongement relatif de dx est $\frac{dX}{dx}$

d'où, d'après la loi de HOOKE, la tension $\mathcal{C}$ à l'abscisse x sera

$$\mathcal{C} = E \frac{\partial X}{\partial x} \qquad (1)$$

La vitesse élémentaire de l'élément est

$$v = \frac{\partial X}{\partial t} \qquad (2)$$

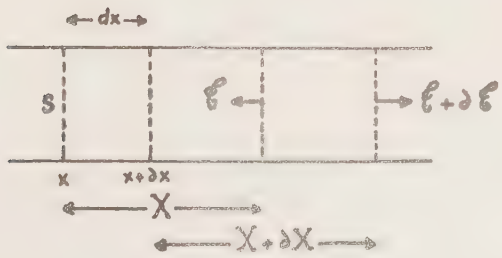



Figure 34.

.../

en utilisant les relations (1) et (2) dérivées successivement par rapport à t et x, nous écrivons la relation entre $\mathcal{T}$ et u

$$\frac{\partial \mathcal{T}}{\partial t} = E\frac{\partial u}{\partial x} \qquad \text{loi d'élasticité} \qquad (3)$$

Appliquons maintenant l'équation fondamentale de la dynamique à l'élément dx

$$S\,dx\,\rho\frac{\partial u}{\partial t} = S\left[\left(\mathcal{T} + \frac{\partial \mathcal{T}}{\partial x}dx\right) - \mathcal{T}\right] \qquad (4)$$

ou en simplifiant :

$$\rho\frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial \mathcal{T}}{\partial x} \qquad (5)$$

Eliminons $\mathcal{T}$ entre les équations (3) et (5) et nous avons l'équation de propagation de vitesse d'une onde plane dans un fil parfait :

$$\rho\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = E\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \qquad (6)$$

Cette équation peut s'exprimer en fonction de X

$$\rho\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} = E\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} \qquad (7)$$

Posons $v_L^2 = \frac{E}{\rho}$ , d'où (7) devient

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} = v_L^2\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} \qquad (8)$$

$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$ est appelée la célérité du son dans le milieu considéré

Pour les métaux courants, acier, aluminium, nickel, $v_L$ est voisin de 5000 m/s

L'équation (8) du second ordre aux dérivées partielles linéaires admet pour solution la forme

$$X = f\left(t - \frac{x}{v_L}\right) + g\left(t + \frac{x}{v_L}\right) \qquad (9)$$

f et g étant deux fonctions quelconque déterminées par les conditions initiales, la fonction $f\left(t - \frac{x}{v_L}\right)$ représente une perturbation se propageant à la vitesse $v_L$ vers les x positifs tandis que $g\left(t + \frac{x}{v_L}\right)$ est l'image d'une déformation se dirigeant vers les x négatifs à la même vitesse $v_L$.

Comme pour les ondes planes longitudinales, nous pouvons déterminer l'équation de propagation d'une onde de torsion dans une tige parfaite, en utilisant les lois d'élasticité et de dynamique.

Soit une tige soumise à un couple de torsion C

$$C = \frac{\mu I \alpha}{\ell}$$

$\mu$ module de Coulomb
I moment d'inertie : $\int_0^R r^2 dS$
$\alpha$ l'angle de torsion
$\ell$ la longueur de la tige

Au point d'abscisse x, le couple est fonction de x, et vaut :

$$C = \mu I\frac{\partial \alpha}{\partial x}$$

au point x + dx, ce sera

$$C + dC = \mu I\left(\frac{\partial \alpha}{\partial x} + \frac{\partial^2 \alpha}{\partial x^2}dx\right)$$

.../

En appliquant la loi de la dynamique à un disque d'épaisseur dx,

$$\mu I \frac{\partial^2 \alpha}{\partial x^2} dx = I.dx.\rho.\frac{\partial^2 \alpha}{\partial t^2}$$

car le moment $\mathcal{M}$ est $\int dS.dx\rho.r^2 = I.\rho.dx$

d'où

$$\mu \frac{\partial^2 \alpha}{\partial x^2} = \rho \frac{\partial^2 \alpha}{\partial t^2}$$

On définit à nouveau la célérité $v_t = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}$. Nous voyons que $v_t < v_L$, car $\mu < E$. En général

Comme précédemment on montre que la solution de cette équation représente deux ondes se propageant à des vitesses identiques $v_t$, mais en sens opposé

<u>Cas d'un fil réel</u>

Dans l'analyse précédente, nous avons supposé d'une part que les seules forces en jeu étaient des forces d'inertie et élastiques, et d'autre part négligé les forces élastiques tangentielles aux surfaces déformées.

Ainsi dans un milieu solide réel, il existe des forces passives internes qui introduisent un terme d'amortissement, d'où des pertes en propagation. Ces forces sont très diverses : nous avons des pertes par hystérésis mécanique, par échauffement des particules de métal en mouvement.

Envisageons le cas où la force d'amortissement est proportionnelle à la vitesse et au volume de l'élément considéré.

d'où l'équation devient $\rho \frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \varphi \frac{\partial X}{\partial t} = E \frac{\partial^2 X}{\partial x^2}$

soit encore $\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + 2\alpha \frac{\partial X}{\partial t} = E \frac{\partial^2 X}{\partial x^2}$ $\qquad 2\alpha = \frac{\varphi}{\rho}$; $V_L^2 = \frac{E}{\rho}$

cette équation différentielle linéaire à coefficients constants admet une fonction de forme exponentielle. De plus ayant un amortissement, la solution comprend un terme en $e^{-\beta x}$, $\beta$ coefficient d'amortissement d'espace

d'où $X = X_0 e^{-\beta x + j\omega(t - \frac{x}{V_1})}$ , $v_1$ la nouvelle vitesse

En reportant cette forme dans l'équation différentielle nous déterminons $V_1$ et $\beta$

d'où

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{2V_L^2}\left[\sqrt{1 + \frac{4\alpha^2}{\omega^2}} - 1\right]$$

$$V_1 \# V_L\left[1 - \frac{\alpha^2}{2\omega^2}\right]$$

La formule de $V_1$ met en évidence le caractère dispersif de la propagation d'une onde plane, dans un matériau réel; la vitesse de propagation est fonction de la fréquence.

Nous verrons dans le prochain paragraphe une des causes réelles de la dispersion de vitesse.

.../

### 3.2.2. Dispersions dans les fils

Les équations développées dans le paragraphe précédent sont valables pour un milieu indéfini ou des fils de diamètre très supérieurs à la longueur d'onde. Pour du fil fin, dont le diamètre est inférieur à la longueur d'onde , la vitesse de phase des ondes dépend de la fréquence ; un autre facteur de dispersion réside dans la courbure des fils. Nous verrons ensuite l'influence des dispersions sur la ligne à retard.

#### 3.2.2.1. Dispersion de vitesse d'une onde longitudinale dans un fil droit

A cause du diamètre du fil r, non négligeable devant la longueur d'onde, la vitesse de phase de l'onde dépend de la fréquence suivant la relation.

$$v = v_L\left(1 - \frac{2\pi^2 K^2 \sigma^2}{\lambda^2}\right) \text{ où } \quad K^2 = \frac{r^2}{2} \qquad \text{(voir annexe 3)}$$

La dispersion due à ce phénomène est importante, on la diminue en utilisant des fils très fins. Il a été établi que, dans un fil, les ondes de torsion ne subissent pas de distorsion. Il s'en suitqu'enonde de torsion, le diamètre du fil est supérieur.

#### 3.2.2.2. Dispersion de vitesse due à la courbure du fil

Pour réaliser des lignes de quelques millisecondes de retard soit plusieurs mètres de fil nous sommes amenés à enrouler le fil pour donner à la ligne des dimensions raisonnables. Ainsi le calcul (voir annexe 3) montre que la courbure du fil introduit une dispersion de vitesse des ondes longitudinales et de torsion.

La vitesse de phase d'une onde longitudinale dans un fil à rayon de courbure uniforme est donnée par la relation:

$$v \neq v_L\left(1 + \frac{\lambda^2}{8\pi^2 R^2}\right)$$

Cette dispersion est importante pour de grands retards. C'est une des causes essentielles qui limite l'emploi des lignes longitudinales à des retards faibles.

La vitesse de phase d'une onde de torsion dans un fil courbé est donnée par la relation.

$$v \neq v_T\left(1 + \frac{\lambda^2(1+\sigma)}{8\pi^2 R R_n}\right)$$

où $R_n$ est le rayon de courbure naturel, R le rayon de courbure forcé. Dans ce cas, nous pouvons limiter la dispersion en ayant un fil initialement droit $R_n = \infty$ et ensuite nous pouvons lui donner un rayon de courbure R assez petit. Cependant, il ne faut pas atteindre la déformation plastique.

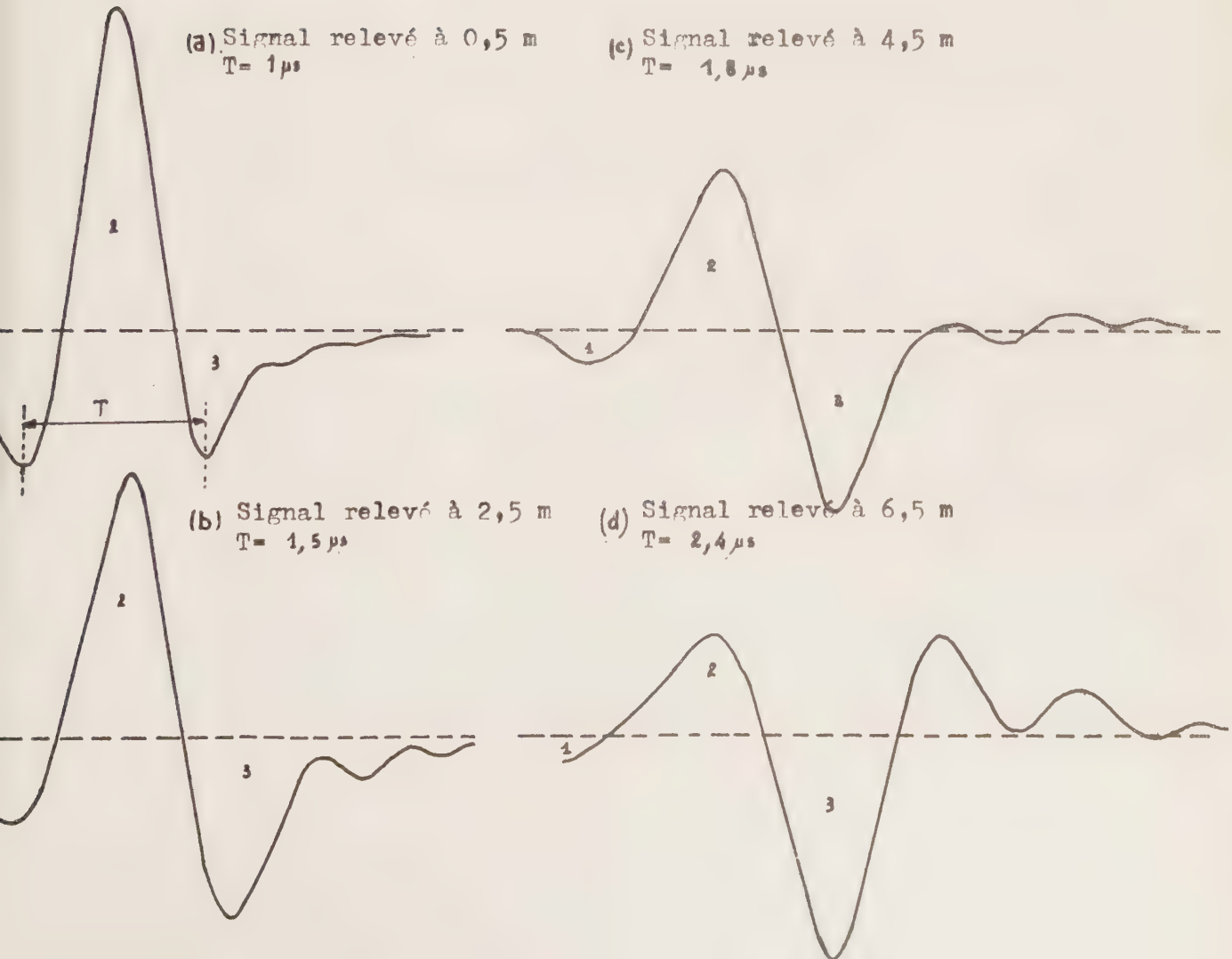
.../

Remarques sur l'influence de la dispersion de vitesse

Dans le paragraphe 2.3. nous avons donné la forme théorique de la vibration mécanique crée par le transducteur d'entrée. Dans le cas réel, cette onde présente un aspect moins pur, avec des harmoniques. Au cours de la propagation les différents harmoniques ont des vitesses différentes, d'où il se crée une déformation du signal, qui a pour conséquence de donner en sortie une impulsion de largeur $T > Tc$. Parallèlement, nous constatons une atténuation de l'amplitude de sortie.

Le cas d'une ligne longue longitudinale est particulièrement net; sur une même ligne, nous relevons le signal à des points régulièrement espacés et nous avons les formes de la figure. 35
Nous notons aussi une déformation du signal de sortie.

Figure 35. Signaux de sortie



## 3.3 - Etude expérimentale de la transmission

Il faut déterminer le matériau optimum, sa forme, ses performances dans chaque mode de propagation et les traitements nécessaires.

### 3.3.1 - Choix du matériau

Rappelons le cahier des charges du matériau idéal

- En fonctionnement digital, la fréquence maximum de répétition imp une dispersion minimum de vitesse de propagation.

- Les pertes de transmission doivent rester faibles devant celles d couplage même pour de grands retards.

- Le retard linéique d'une ligne varie avec la température. Nous utiliserons de préférence un matériau stable en température.

Au chapitre 1 nous avons défini le retard R d'une ligne

$$\Delta = \frac{L}{v}$$

Dérivons cette relation $\frac{d\Delta}{\Delta} = \frac{dL}{L} - \frac{dv}{v}$ (1)

divisons par $d\theta$, une variation de température,

$$\frac{d\Delta}{\Delta\, d\theta} = \frac{dL}{L\, d\theta} - \frac{dv}{v\, d\theta} \qquad (2)$$

Le rapport $\frac{dL}{L\, d\theta}$ est le coefficient de dilatation linéaire du matériau.

Nous avons vu au paragraphe précédent que la vitesse v s'exprime par la relation suivante:

$$v = \left(\frac{E}{\rho}\right)^{1/2} \qquad (3)$$

d'où en dérivant (3) $\frac{dv}{v} = \frac{1}{2}\left(\frac{dE}{E} - \frac{d\rho}{\rho}\right)$ (4)

Or on peut écrire en première approximation

$$\frac{d\rho}{\rho} = -\frac{3\, dL}{L} \qquad (5)$$

.../...

D'où en reportant (5) dans (4)

$$\frac{dv}{v} = \frac{1}{2}\left(\frac{dE}{E} + \frac{3\,dL}{L}\right) \qquad (6)$$

et on a, $$\frac{d\Delta}{\Delta d\theta} = \frac{dL}{L d\theta} - \frac{1}{2}\,\frac{dE}{E d\theta} - \frac{3}{2}\,\frac{dL}{L d\theta} \qquad (7)$$

La relation (7) s'écrit $$\frac{d\Delta}{\Delta d\theta} = -\frac{1}{2}\left(\frac{dE}{E d\theta} + \frac{d\ell}{\ell d\theta}\right) \qquad (8)$$

La condition de stabilité en température, $\frac{d\Delta}{\Delta d\theta} = 0$ est alors évidente

$$\boxed{\frac{dE}{E d\theta} = -\frac{dL}{L d\theta}}$$

ce qui signifie que pour avoir une variation de retard nulle avec la température, le matériau doit avoir un coefficient thermo-élastique $\frac{dE}{E d\theta}$ égal et cpposé au coefficient de dilatation linéaire.

Nous avons admis ce dernier point comme critère essentiel dans le choix des alliages utilisables.

3.3.1.1 - Lignes longitudinales

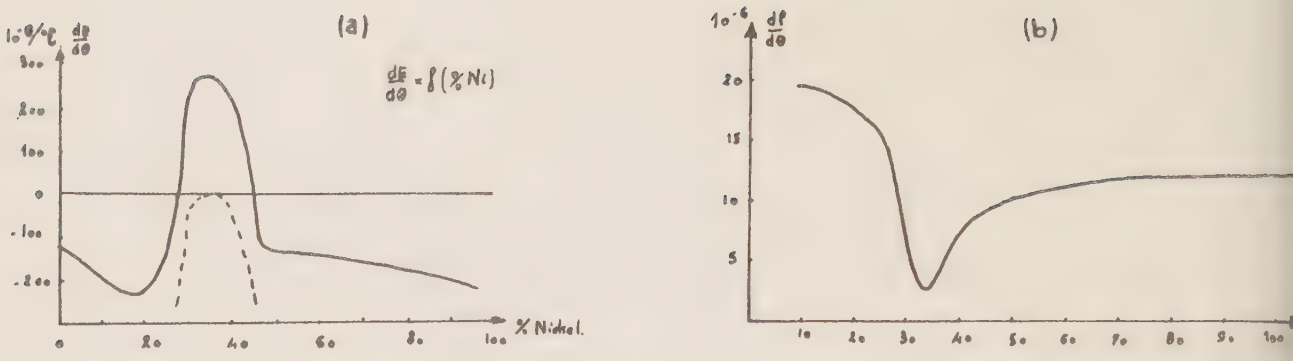
Dans ce type de lignes, le fil de retard est le corps magnétostrictif lui même.

Donc notre choix est limité aux alliages fer-Nickel (§ 2.4.2.1.) seuls disponibles. Un compromis doit être trouvé entre les propriétés magnétostrictives et les propriétés élastiques de l'alliage.

- Le coefficient magnétostrictif des alliages fer-Nickel varie avec la teneur en Nickel (Fig. 6).

- Les propriétés élastiques sont aussi fonction du pourcentage de Nickel. Mise à part la vitesse de propagation du son, voisine de 5000 m/s pour tous les alliages, le coefficient thermo élastique, le coefficient de dilation linéaire et les propriétés mécaniques (résistance à la rupture, limite élastique) varient dans de grandes proportions (Fig. 36a,b)

.../...




la courbe en pointillé correspond à une addition de chrome.

Figure 36

- Compte tenu de ces différentes observations, notre choix s'est d'abord fixé sur un alliage stable en température. Les alliages à 27 et 44% de Nickel conviendraient si la composition n'était pas si critique pour le coefficient thermo élastique. Nous avons alors fixé notre choix sur un alliage plus complexe l'Elinvar. Nous donnons en annexe 4 sa composition et ses caractéristiques. Notons que c'est un alliage ternaire fer nickel chrome à coefficient d'élasticité constant avec la température.

Etude de l'élinvar.

Dans le chapitre 2.4.2, nous avons abordé le problème de l'élinvar du point de vue strictement magnétostrictif. Nous avons déterminé la forme, les dimensions du matériau : un fil de 2/10° de millimètre maximum permet la fréquence de répétition de 1 MHz. Pour des questions de tenue mécanique et de manipulation, nous gardons le diamètre de 2/10° de mm.

Voyons le comportement de l'élinvar en propagation. Le paragraphe 3.2.2.2 relate une dispersion de vitesse des ondes longitudinales. Par conséquent, il est nécessaire de voir l'importance des distorsions introduites en fonction de la longueur.

Pour cet essai, nous utilisons une ligne longue de 7 mètres en fil de 2/10° mm, enroulée en spirale de diamètre extérieur 300 mm et de pas 4 mm.

Nous relevons l'amplitude et la largeur du signal de sortie à entrée constante

.../...

Les courbes précédentes sont relatives à un fil traité ; elles montrent une atténuation de 1,5 dB/m et un élargissement du signal de sortie de 80 ns/m. Un fil écroui donne des résultats analogues. Nous constatons aussi une déformation du signal (voir fig. 38.

Nous venons de noter que le fil est traité ; en effet, l'élinvar écroui présente des défauts : son atténuation linéique est élevée ainsi que son coefficient thermoélastique. Nous améliorons ces caractéristiques par des traitements thermiques. Le traitement de l'élinvar a été étudié en collaboration avec les laboratoires de la Société Métallurgique d'Imphy. L'élinvar a été mis au point pour la réalisation de diapasons et de spiraux de montres. Nous avons donc dû apporter quelques modifications au traitement thermique pour utiliser ce métal aux lignes à retard. Le coefficient thermoélastique de cet alliage est fonction de sa composition chimique, cependant nous l'ajustons dans une plage réduite par un recuit convenable. Un traitement ultérieur améliore la stabilité des caractéristiques.

Grâce à ces traitements, nous abaissons la variation relative de retard par unité d'élévation de température à moins de 5 ppm/°C ; et nous augmentons le niveau de sortie.

Remarque sur les lignes de nickel

Parallèlement aux lignes en élinvar, nous avons développé des lignes en nickel, qui représentent un niveau de sortie élevé grâce au coefficient de magnétostriction élevé du nickel. A titre indicatif, nous donnons les courbes analogues à celles tracées pour l'élinvar. En plus de l'instabilité du retard, notons une atténuation et un élargissement importants du signal. Cependant, le niveau de sortie reste un atout pour ces lignes.

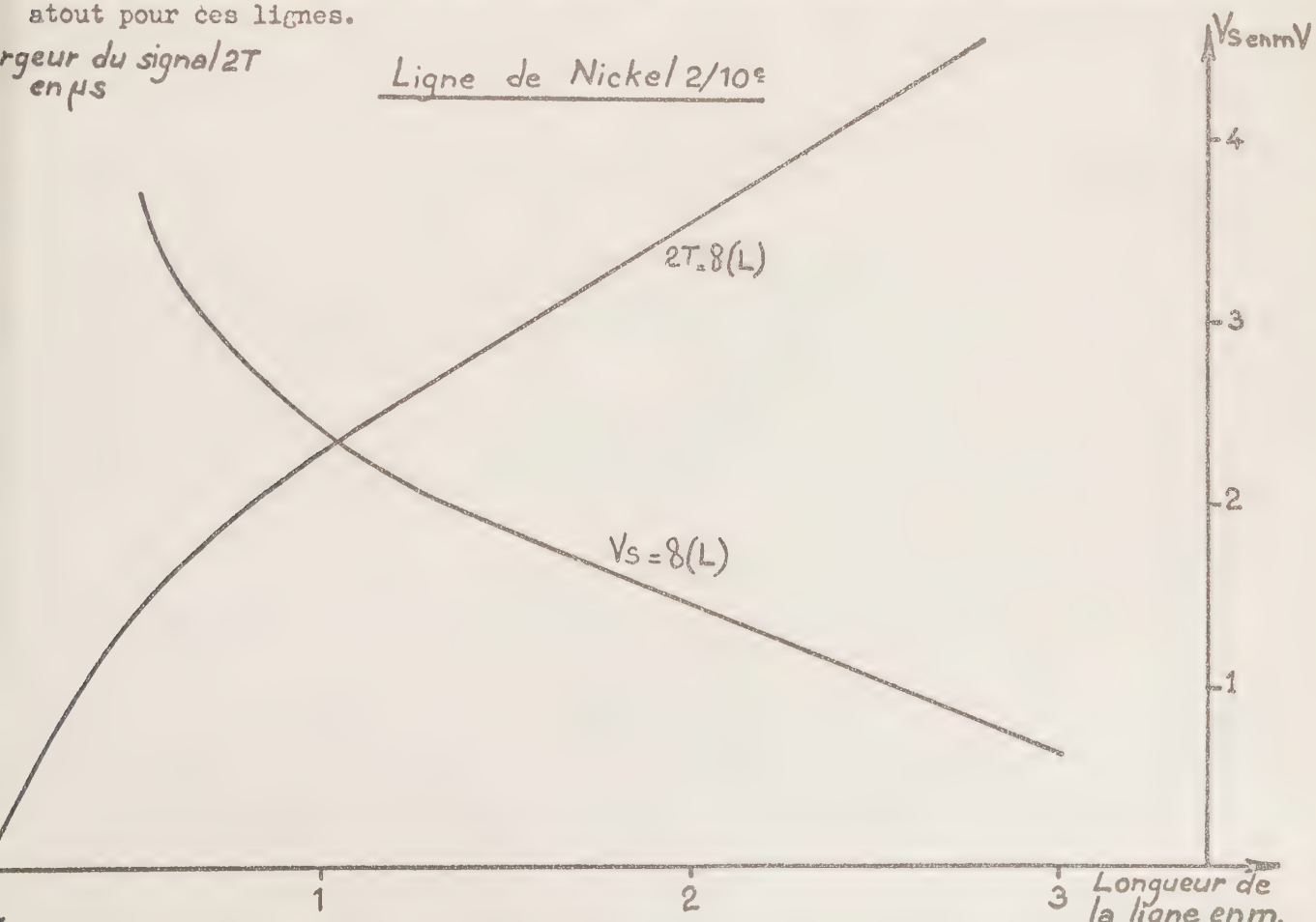
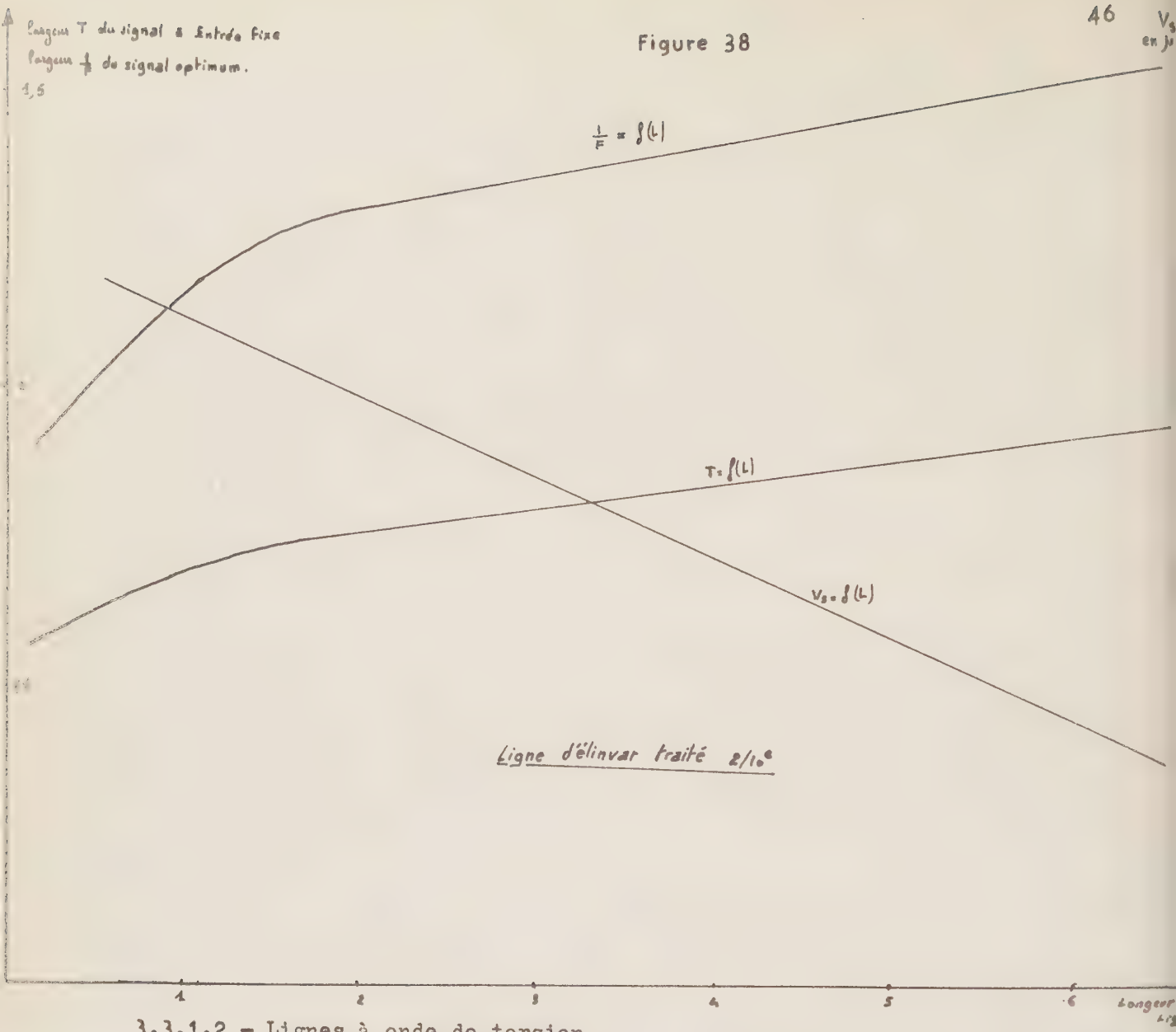


Figure 38




3.3.1.2 - Lignes à onde de torsion

Pour ces lignes, l'élément de retard est différent des transducteu magnétostrictifs grâce aux convertisseurs de mode du paragraphe 2.5.2 Nous nous intéressons donc à des matériaux à hautes propriétés élastic stables en température.

La vitesse de transmission du son est constante en première appro ximation dans tous les alliages ferreux, elle ne constitue donc pas un critère. Les résultats obtenus sur l'élinvar étant honnêtes, nous l'avons appliqué aux lignes à onde de torsion.

Lignes à onde de torsion en élinvar.

La dimension du fil de retard a été déterminée à partir de celle des transducteurs grâce à la relation :

$$S = \frac{\pi a^2}{2}\sqrt{\frac{G\rho_1}{E\rho_2}} \qquad (\S\ 2.5.)$$

Nous sommes limités à l'emploi des fils de 4 et 5/10° de mm de di mètre. Les fils sont traités comme pour les lignes longitudinales.

.../...

Pour ces lignes plus longues que les lignes longitudinales, le traitement s'accompagne d'une mise en forme préalable du fil, le traitement effectué en four.

Comme conclusion nous retiendrons :

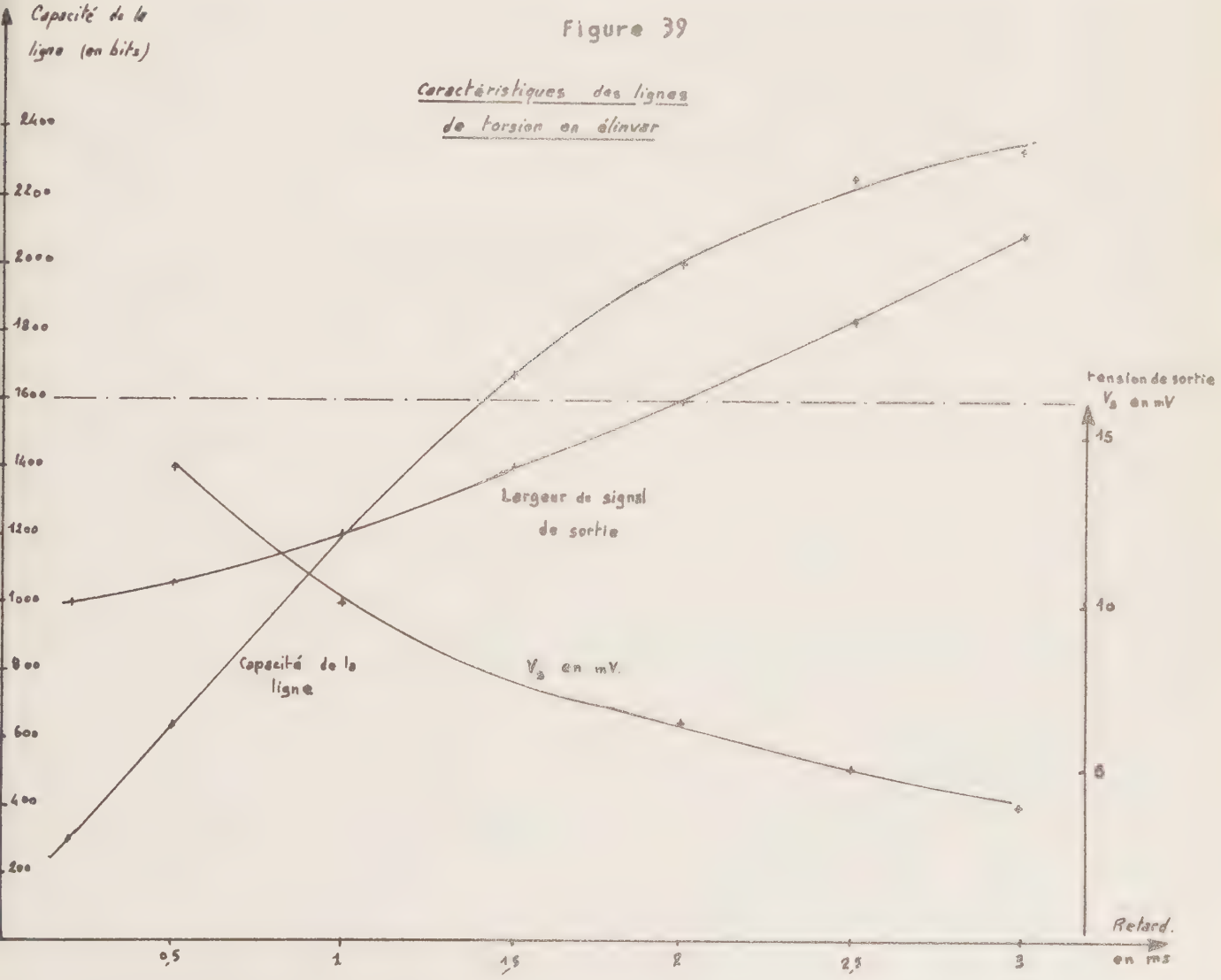
1) La stabilité en température est de l'ordre de 5 ppm/°C

2) Le traitement thermique de l'élinvar impose certaines contraintes qui limitent les performances des lignes à onde de torsion ; la mise en forme introduit une dispersion de vitesse qui diminue la fréquence de travail par élargissement du signal de sortie. Pour la fréquence de 1 MHz le retard maximum admissible est de 2 ms.

Les courbes de la Fig. 39 , donnent les renseignements complets sur les lignes en élinvar.

Figure 39

Caractéristiques des lignes de torsion en élinvar




.../...

Lignes à onde de torsion en NI Span C.

L'élinvar est remplacé pour les lignes longues (retard supérieur à 200µs) par le Ni Span C, dont nous donnons les caractéristiques en annexe 4.

Les propriétés élastiques et son coefficient thermoélastique aju tables conviennent bien à notre application. Ce métal est utilisé so forme de fil de 4 et 5/10° de mm. Son emploi dans les lignes à onde torsion constitue un progrès important dans ce domaine.

Une étude assez complète de l'emploi de ce métal a été développé particulièrement dans le domaine des traitements thermiques.

Cet alliage complexe présente la particularité d'avoir un coeffi cient thermoélastique et des propriétés élastiques ajustables avec p cision par des traitement thermiques successifs.

Nous avons mis au point un traitement qui réalise un bon comprom entre la stabilité en température et les performances élastiques. Le traitement à l'avantage de pouvoir s'effectuer par chauffage électri en utilisant le fil comme élément chauffant. Ce traitement est rendu automatique par un dispositif de contrôle. Le fil traité est forcé r tiligne, d'où une dispersion de vitesse nulle, et un rayon de courbu faible.

Ses résultats obtenus sont les suivants:

- Le niveau de sortie est considérablement amélioré, pour les gra retards, sans être toutefois supérieur à celui de l'élinvar dans les mêmes conditions

- La fréquence de travail est plus élevée et autorise des retards supérieurs (Fig. 40 )

- La stabilité de retard en température est amenée à ± 2 ppm/°C

.../...

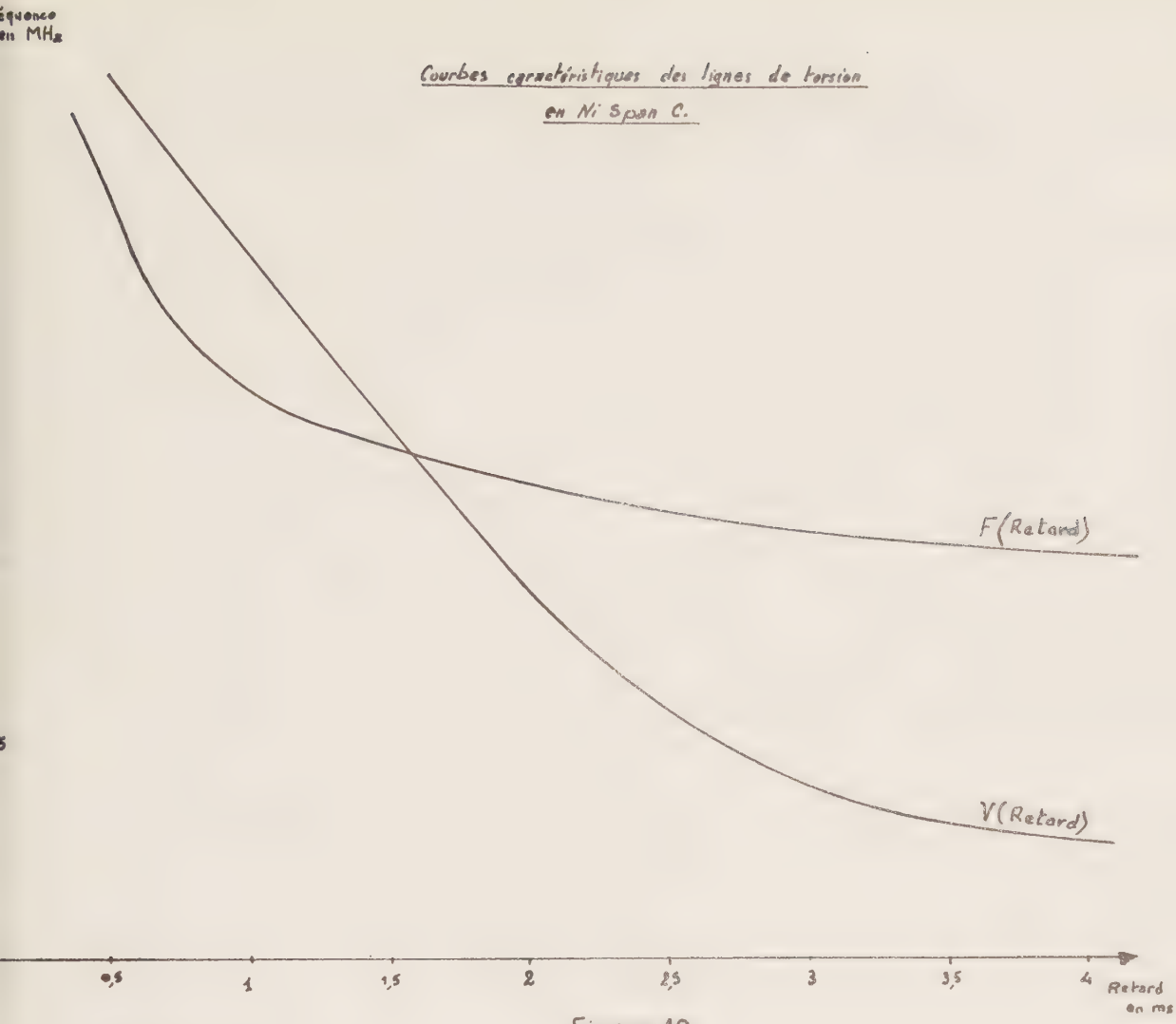



Figure 40

## 3.4 - Remarques

### 3.4.1 - Terminaison adaptée

Au paragraphe 2.1, nous avons noté la présence d'éléments appelés amortisseurs, en bout des lignes. Voyons leur rôle.

Les transducteurs créent une déformation mécanique qui se propage dans deux directions opposées. La fraction qui se dirige vers la partie gauche de la ligne se réfléchit en bout de ligne et revient pour donner un signal parasite retardé de $\frac{2\ell}{v}$ par rapport au vrai signal (Fig. 41 )

Il est donc nécessaire d'adapter cette extrémité ouverte.

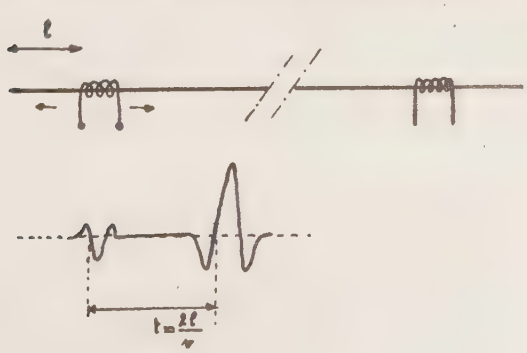



Figure 41

.../....

L'impédance mécanique du fil est connu $Z = \sqrt{\rho E}$ , mais il est difficile de calculer l'impédance acoustique d'un élément mécanique complexe. Nous avons donc dû procéder par expérimentation. L'idée la plus simple consiste à absorber la puissance mécanique propagée dans le fil.

Deux pièces rectangulaires de caoutchouc synthétique sont placée sur une plaque inférieure métallique. Un élément de téflon de 5/10° d'épaisseur pince le fil vers l'extrémité libre . Cette pièce p duit une terminaison dure qui absorbe la plupart de l'énergie acousti transmise. Ensuite un autre élément de caoutchouc couvre l'ensemble c est bloqué par un U métallique. Les pièces de caoutchouc constituent terminaison souple qui produit avec le téflon une résistance mécaniqu répartie. L'amortissement se produit sur la surface latérale du fil. le fil possède un faible rapport entre la section droite et la périph Donc l'amortissement sera faible;ce qui impose une certaine longueur amortisseurs. Nous obtenons un amortissement de l'ordre de 1/40. Ce q est très suffisant et ne détériore pas le rapport signal sur bruit.

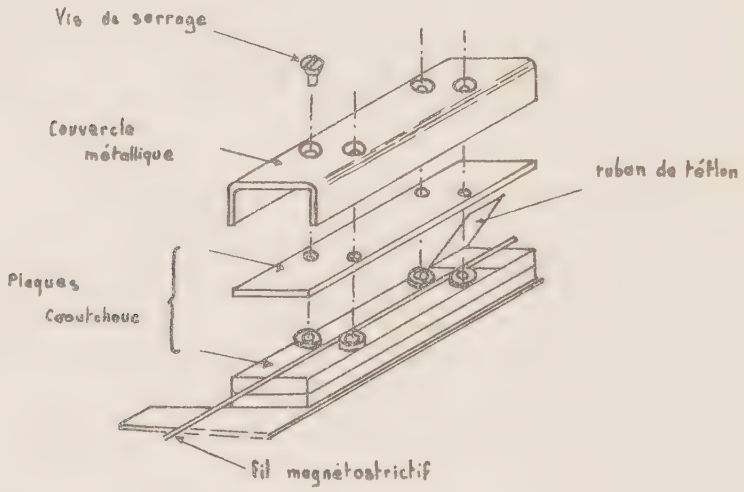



Figure 42

3.4.2 - Support de lignes

Les lignes réalisées peuvent comporter plusieurs mètres de fil. est donc nécessaire d'utiliser ces supports de fil apportant le moins perturbations possibles à chaque contact.

Plus la surface de contact est grande, plus la perturbation est portante. L'idéal serait d'utiliser un contact ponctuel entre le fil e le support. D'autre part nous devons trouver un matériau mou qui ne c pas de discontinuité d'impédance acoustique.

.../...

De même, il ne faut pas fixer rigidement le support pour éviter une résonance du fil lors d'un choc ou d'une vibration, ce qui introduirait des bruits indésirables superposés aux signaux.

Nous avons adopté un caoutchouc alvéolé en butadiène et styrène (Fig. 43) . Cet élément est réalisé en série par moulage.

Figure 43

La répartition des supports n'est pas imposée par une loi définie. Nous chercherons dans les diverses implantations (spirale, hélice) à définir le nombre de points de supports tout en gardant une tenue correcte du fil en vibration. Nous avons observé qu'une répartition régulière des supports n'est pas recommandable.

Notons qu'un support ne sera jamais placé entre les amortisseurs et les bobines ce qui crée un signal parasite.

## 4.1 - Méthodes de mesure

### 4.1.1 - Mesure du retard

La détermination du retard par le calcul n'est pas suffisamment précise. La longueur de fil peut être connue à 1% et la vitesse de propagation est connue à 1%, ce qui donne une précision maximum de 2%. Nous sommes donc amenés à utiliser une méthode de mesure plus précise.

Utilisation du fréquence-mètre numérique

Nous utilisons le montage suivant (Fig. 44 ).
Le générateur de signaux carrés délivre des signaux avec une période supérieure au temps de retard de la ligne.
Le signal d'entrée appliqué à l'entrée de déclenchement du fréquence-mètre, démarre l'horloge à 1 Mhz qui fait évoluer le compteur numérique.

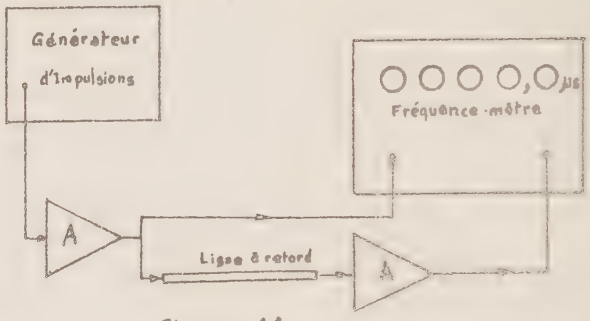


Figure 44

Lorsque le signal se présente à la sortie il arrête le comptage. Ainsi l chiffre affiché au compteur donne le retard de la ligne en microseconde.

La précision atteinte sera de l'ordre de $10^{-3}$ pour des lignes longues. Pour des lignes de 100 µs , la précision tombe à 1%. Pour ces lignes, il est préférable de mesurer le retard par l'oscilloscope 535 Tektronix en utilisant la double base de temps, en prenant le retard à 50% des ampl'

### 4.1.2 - Mesure de la variation de retard en fonction de la température.

Nous employons deux méthodes de mesure très différentes.

Méthode avec ligne étalon

Nous utilisons deux lignes identiques, l'une servant d'étalon et placée dans une ambiance à température constante, l'autre placée dans un enceinte chauffante.

Les retards étant égaux, nous mettons les signaux de sortie en coïncidence sur l'écran de l'oscilloscope synchronisé par le signal de sortie étalon.

Nous avons augmenté la vitesse de balayage au maximum par l'emplo de deux bases de temps pour accroître la précision de lecture. Puis nous chauffons la ligne à étudier et pour chaque température nous notons la dérive de retard. La dérive ramenée à l'unité de retard et d'élévation d température, nous définissons la stabilité de retard en température.

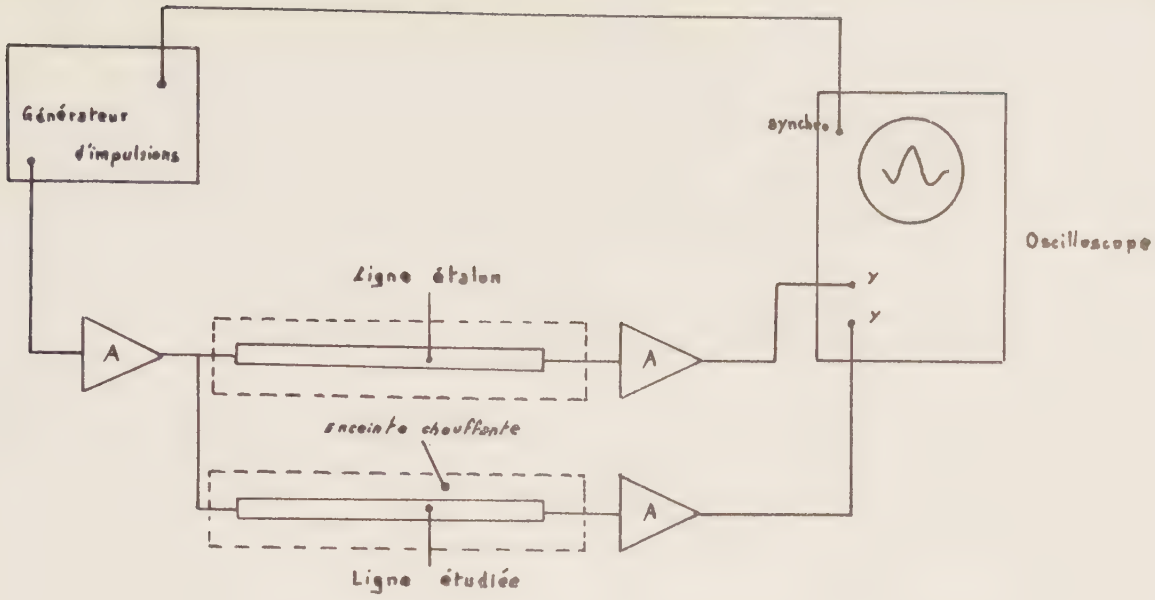



Figure 45

La précision de cette méthode dépend de la précision de la lecture sur l'écran., donc de la vitesse de balayage de l'oscilloscope. Nous lisons une dérive minimum de 10 ns, ce qui conduit à une précision maximum possible de $10^{-6}/°C$.

Méthode de l'oscilloscope

La seconde méthode de mesure utilise une seule ligne, celle à mesurer. Elle est moins précise que la précédente puisqu'elle est fonction de la stabilité des bases de temps de l'oscilloscope utilisé (3%). Cependant en prenant quelques précautions (préchauffage de l'oscilloscope), nous améliorons la précision à $2.10^{-6}$. Nous l'employons surtout pour les lignes courtes.

En jouant sur les deux bases de temps,nous superposons le signal parasite d'émission au signal de sortie, et nous relevons la dérive des pics respectifs en fonction de la température.

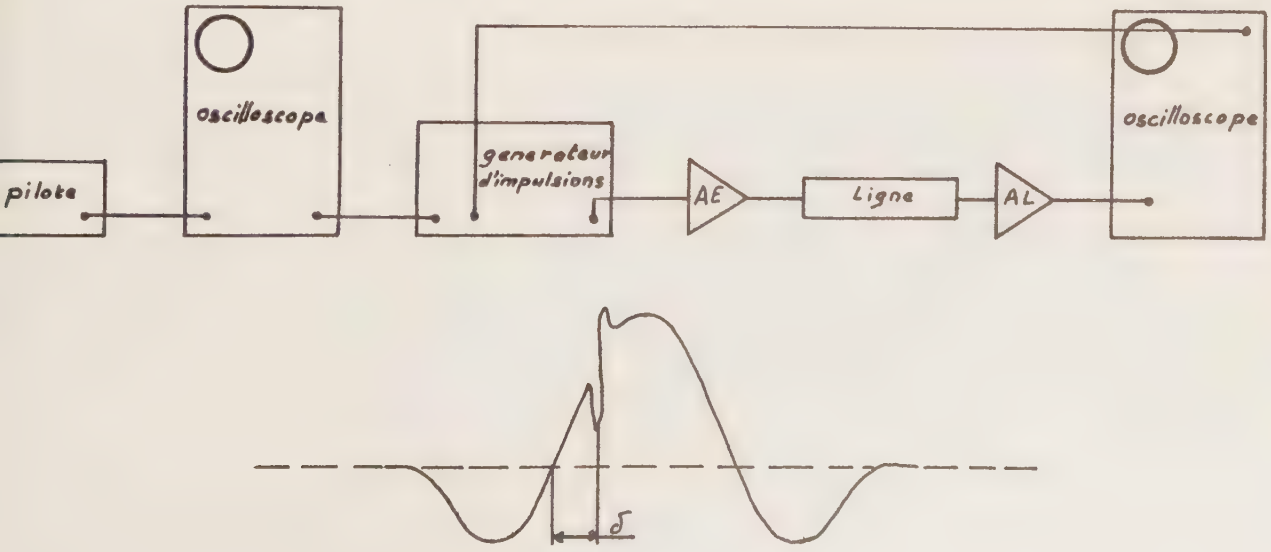



Figure 46

.../...

4.1.3 – Autres mesures

Fréquence de répétition : Nous reprenons la définition du paragraphe 2.3.2

Mesure d'amplitude : La mesure d'amplitude est faite avec l'oscilloscope et des tiroirs amplificateurs.

Signal sur bruit : Nous mesurons l'amplitude crête d'un signal utile c'est-à-dire le lobe central en RZ, un lobe en NRZ. Nous mesurons, d'autre part, la valeur crête maximum du parasite (Fig. 47)

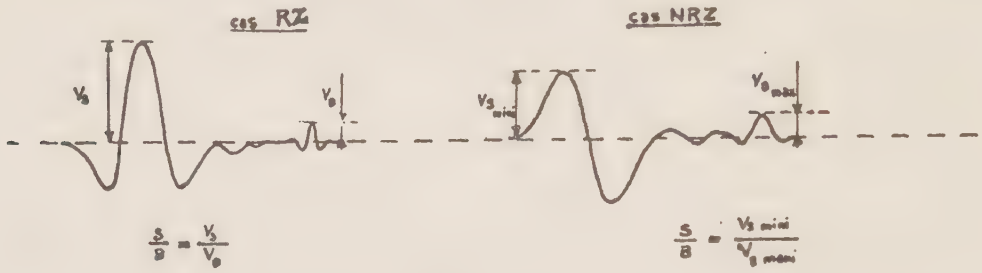



figure 47

Pertes : Nous connaissons la puissance crête disponible à l'entrée VI et la puissance crête disponible à la sortie $\frac{V_2^2}{R^2}$ et nous faisons le rapport en dB.

4.2 – Lignes longitudinales

Industriellement nous développons essentiellement les lignes en élinvar pour les ondes longitudinales. Au cours de l'étude, nous avons déterminé tous les éléments de la ligne à retard ; maintenant nous définissons son implantation. Elle est fonction du retard demandé et des dimensions hors-tout souhaitées.

Implantation des lignes longitudinales

Pour des retards inférieurs à 20 $\mu$s, nous disposons le fil en ligne droite. Ce système permet de positionner un grand nombre de prises intermédiaires sans difficultés. Le seul problème dans ce cas est d'ordre mécanique : il faut réaliser un alignement précis des transducteurs.

Pour des retards plus importants, nous donnons au fil des formes courbes : spirales, hélices, etc... Nous nous souvenons que d'après le paragraphe 3.2.2.3 le signal de sortie subit une distorsion dûe à la courbure. Expérimentalement, nous situons le rayon de courbure minimum admissible vers 50 mm. De ce fait, dans les diverses implantations nous évitons d'avoir un rayon de courbure inférieur à cette valeur.

Notons qu'une implantation donnée de ce type n'admet que des retards bien définis car nous ne pouvons retrancher ou ajouter que des nombres entiers de spires, d'où la nécessité de plusieurs implantations pour couvrir d'une façon continue toute la gamme de retard permise par ces lignes. Nous joignons quelques photographies de lignes fabriquées.

Caractéristiques des lignes longitudinales

Les résultats résumés ici sont relatifs aux lignes fabriquées. Les courbes de la page ( 46 ) donnent tous les renseignements sur les performances réelles obtenues.

Nous retiendrons les points suivants :

- Pour une fréquence de travail de 1 Mhz, le retard maximum est de 200 µs.
- La capacité croit linéairement avec le retard jusque vers 500 µs et tend vers une limite
- La stabilité de retard en température est suffisante pour les retards utilisés (environ 5 ppm/°C)
- Le rapport signal sur bruit est supérieur à 10.

Les pertes de la ligne se calculent aisément. Prenons le cas d'une ligne de 80 µs. Elle reçoit à l'entrée en crête 50 mA sous 12V. d'où une

une puissance crête $P_{cs} = 12 \times 50.10^{-3} = 0,6 w$

En réception le signal utilisable, c'est-à-dire le lobe central, a une amplitude de 3 mV sous 600 Ω

d'où une puissance crête $P_{cs} = \frac{9.10^{-6}}{600} = 1,5.10^{-8} w$, ce qui donne une atténuation A

$$A = 10 \log \frac{P_{cs}}{P_{ce}} \simeq 75 dB$$

Ce calcul est approximatif mais c'est ce qui intéresse l'utilisateur de la ligne.

Remarques

- Ces lignes, nous l'avons signalé, sont réglables en retard. En fait, il s'agit d'un réglage sur une plage étroite, quelques microsecondes. Pour obtenir des retards intermédiaires, nous utilisons des transducteurs auxiliaires placés au bon endroit sur le fil. Nous n'observons aucune perturbation dûe à la présence de ces éléments auxiliaires.
  Donnons ci-dessous les caractéristiques types d'une ligne de 80µs avec prise à 40 µs

  Retard : 80 µs ± 2 µs  Stabilité de température : 2 ppm/°C

  - Entrée
    Niveau : 50 mA sous 12 V.
    Temps : 450 ns
  - Sortie
    Niveau : 3 mV sous 600 Ω
    Fréquence : 1,25 MHz.

.../...

- Les lignes sont livrées dans des boitiers répondant à des exigences diverses :
  - boitier aluminium de protection ; c'est la version la plus simple
  - boitier aluminium étanche à l'eau pour des applications militaires
  - boitier aluminium "module". Cette dénomination correspond aux lignes équipées de circuits électroniques d'exploitation sur circuit imprimé.

## 4.3 - Lignes à onde de torsion

Ces lignes marquent un progrès dans le développement des lignes à retard à magnétostriction. Leurs performances élevées en font un nouvel élément à la disposition des techniciens. Les problèmes relatifs à la fabrication industrielle de ces lignes à retard résident surtout dans la miniaturisation des éléments utilisés.

### Réalisation des lignes à onde de torsion

Deux types de lignes sont fabriquées pour répondre à des besoins divers. Les premières en fil d'élinvar sont des lignes à performances moyennes, elles couvrent la gamme de retard 500 µs à 2000 µs pour la fréquence de 1 Mhz . Le second type en Ni Span C donne des performances élevées ; dans la zone de 500 µs de retard, la fréquence de travail atteint 2 Mhz, et la gamme de retard allant de 500 à 4000 µs est couverte à la fréquence de 1 Mh

Les problèmes de réalisation sont analogues pour les deux types de lignes, puisque les fils sont préalablement traités.

Les éléments des lignes longitudinales sont utilisés. Le bloc transducteur est modifié pour permettre le passage des deux fils du convertisseur de mode. La soudure du convertisseur de mode est une phase primordiale dans la fabrication d'une ligne.

Comme pour les lignes longitudinales, l'implantation est fonction du retard de la ligne et de l'encombrement désiré.

Les lignes en élinvar (retard < 2000 µs) sont toutes implantées en spirale (Fig. 48 )

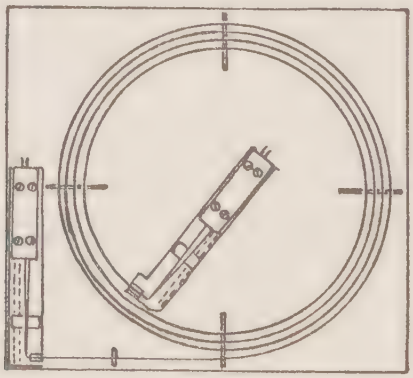


Figure 48

Les lignes en Ni Span C sont susceptibles de deux implantations, l'une en spirale pour les retards inférieurs à 2500 µs et l'autre en hélice pour les retards supérieurs à 2500 µs . Pour ces lignes, l'encombrement est plus réduit que celui des lignes en élinvar pour un même retard.

Nous joignons quelques photos de lignes.

Caractéristiques des lignes de torsion

Les courbes des Fig. 39 40 résument les résultats des lignes de torsion.

Nous retiendrons les points suivants :

- Le retard maximum pour une fréquence de 1 Mhz est de 4000 µs.
- Pour des retards inférieurs à 500 µs, nous avons fonctionné à 2 Mhz.
- La stabilité de retard en température est bonne (de l'ordre de ± 2 ppm/°C)
- Le rapport signal sur bruit est toujours supérieur à 7.
- Le niveau de sortie est très supérieur à celui des lignes longitudinales pour des retards de l'ordre de 500 µs.
- Les pertes totales calculées par la méthode du paragraphe 4.2 sont égales à 70 dB dans le cas d'une ligne de 500 µs, d'où un rendement légèrement supérieur dû aux meilleurs caractéristiques élastiques du Ni Span C.

Nous donnons les caractéristiques d'une ligne de 3000 µs

| Retard 3000 µs ± 10 µs | |
|---|---|
| Fréquence : 1 MHz | Stabilité de retard : ± 2 ppm/°C. |
| Niveau d'entrée : 50 mA | Niveau de sortie : 7 mV |
| Implantation : hélice | Boîtier : blindé. |
| Fil de Ni Span C. | |

Remarques

- Les réglages existent aussi sur ce type de lignes. Les transducteurs intermédiaires ne sont pas possibles par contre. Il faut dans ce cas réaliser un convertisseur de mode le long de la ligne ce qui introduit une atténuation de 6 dB sur le niveau de sortie.
- La présentation des lignes est la même que celle des lignes longitudinales.

# 2ème PARTIE

# MEMOIRE

## 5 - GENERALITES

Les lignes ont été étudiées en vue de réaliser des mémoires circulantes économique Nous devons leur associer des circuits d'entrée et sortie pour le dialogue avec l'ensemble utilisant la mémoire. Donc, nous complétons l'exposé par une partie traitant de l'exploitation logique de la ligne et des circuits.

Le schéma de principe de la figure 1 présente dans le détail un grand nombre de variantes.

Nous limitons l'étude à deux modes d'exploitation couramment employées en techniqu digitale. Les autres principes d'exploitation sont cependant mentionnés.

Pour terminer nous présentons une réalisation de mémoire circulante avec les différents problèmes technologiques et logiques.

## 6 - MODE D'EXPLOITATION D'UNE MEMOIRE CIRCULANTE

Il existe plusieurs techniques de codage des informations dans les mémoires cinématiques (tambours et rubans magnétiques). Nous pouvons les appliquer à la plupart des lignes à retard magnétostrictives suivant les performances demandées à la mémoire.

Le mode RZ (retour à zéro) est le schéma de codage le plus simple. Le mode NRZ (non retour à zéro) permet une densité d'information stockée double. Le mode bipolaire (double polarité) semblable au mode RZ accroît les marges de fonctionnement. Les types d'exploitation nécessitent un rythme de synchronisation. Le mode à porteuse modulée reste d'un emploi limité à certaines applications spéciale ainsi que la modulation de phase.

### 6.1. Mode RZ .

#### 6.1.1. Définition

Les organes des calculateurs se caractérisent par l'existence de deux états distincts (tube bloqué ou conducteur, relais ouvert ou fermé, tore aimanté dans un sens ou dans l'autre). Par conséquent, nous utilisons le système binaire. Ainsi les deux états binaires 0 et 1 sont représentés dans la machine par deux tensions électriques correspondantes aux deux positions des organes. Par exemple dans les circuits à transistors, nous aurons le 0V correspondant à la tension collecteur d'un transistor saturé et le - V correspondant à l'état bloqué, sur la même électrode.

.../

A partir de ces données, nous trouvons deux types de logique : la logique positive, qui par convention associe le 1 logique au niveau haut de tension et le 0 au niveau bas; la logique négative adopte les conventions inverses des précédentes.

Dans les lignes, nous avons vu qu'il fallait attaquer le transcodeur d'entrée par une impulsion de courant ; dans le mode RZ, en logique positive, le 1 logique sera représenté par un courant d'écriture en carré et le 0 logique par l'absence de ce courant. En sortie la présence d'un signal est significatif d'un 1 logique. Il est concevable que d'après la convention opposée le 0 soit défini par l'existence d'un signal; nous avons une logique négative.

Dans l'emploi d'une ligne à retard, le temps doit être défini avec précision, si nous voulons pouvoir repérer les informations introduites D'où la nécessité d'un signal de référence, qui découpe le temps en intervalles réguliers ; il est appelé "le rythme de synchronisation". Il nous sert à repérer les signaux de sortie dans le temps de façon à pouvoir les réintroduire en synchronisme avec les autres informations.

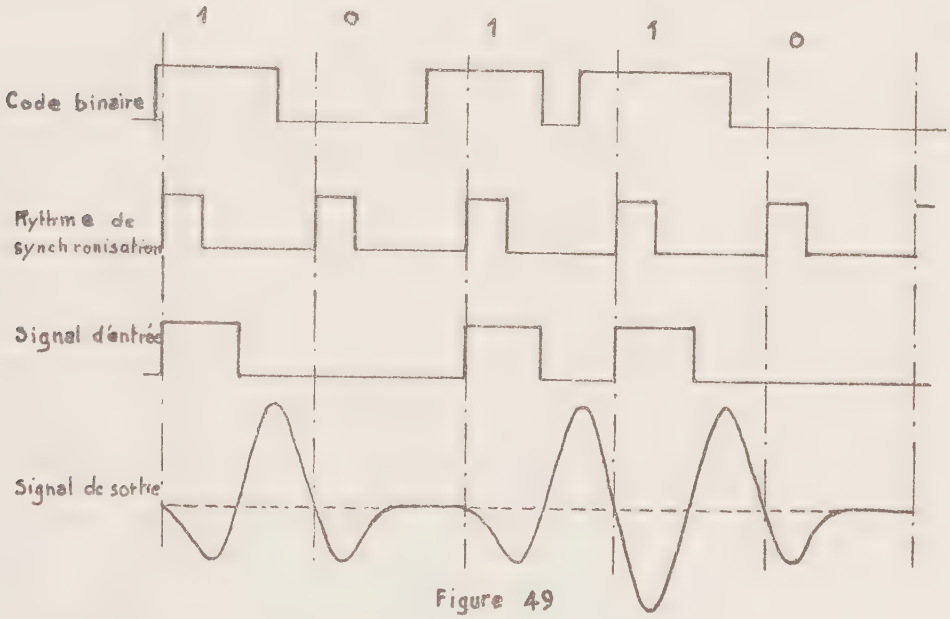



Figure 49

## 6.1.2. Principe d'exploitation

Dans ce mode d'exploitation, nous considérons le cas d'une ligne synchronisée par un rythme extérieur. La dérivée de retard $\delta_L$ d'une ligne n'étant jamais nulle, il y a lieu de resynchroniser le signal pour éviter d'accumuler les dérives à chaque cycle et pour pouvoir entrer des informations en synchronisme avec celles qui circulent dans la ligne.

.../

Le signal extrait de la ligne traverse un certain nombre de circuits avant d'être exploité ou réinjecté. Pour l'ensemble de la ligne et des circuits, nous distinguons :

- le retard nominal $\Delta$
- la tolérance de retard principalement des circuits $\tau_c$
- la dérive en temps et en température $\delta$

Compte-tenu de cette remarque, nous envisageons deux cas d'utilisation

1) nous réalisons des circuits interchangeables pour des lignes, réglé en retard au moment de la fabrication ; ce qui nous amènera à tenir compte des tolérances.

2) nous nous laissons la possibilité d'ajuster le retard de la ligne e fonction des retards des circuits. Cette solution est acceptable car u réglage de retard est nécessaire pour compenser les tolérances de fabr ction. Dans ce cas, nous nous intéressons aux dérives uniquement.

Dans l'exposé qui suit, nous envisageons des cas de dérive de retard de plus en plus défavorables.

6.1.2.1. <u>1er cas : la dérive est très faible ( $\delta_1 \sim 50$ ns)</u>

C'est le cas des lignes courtes stables, on peut obtenir une dérive inférieure à 50 ns pour une élévation de température d'environ 50 °C.

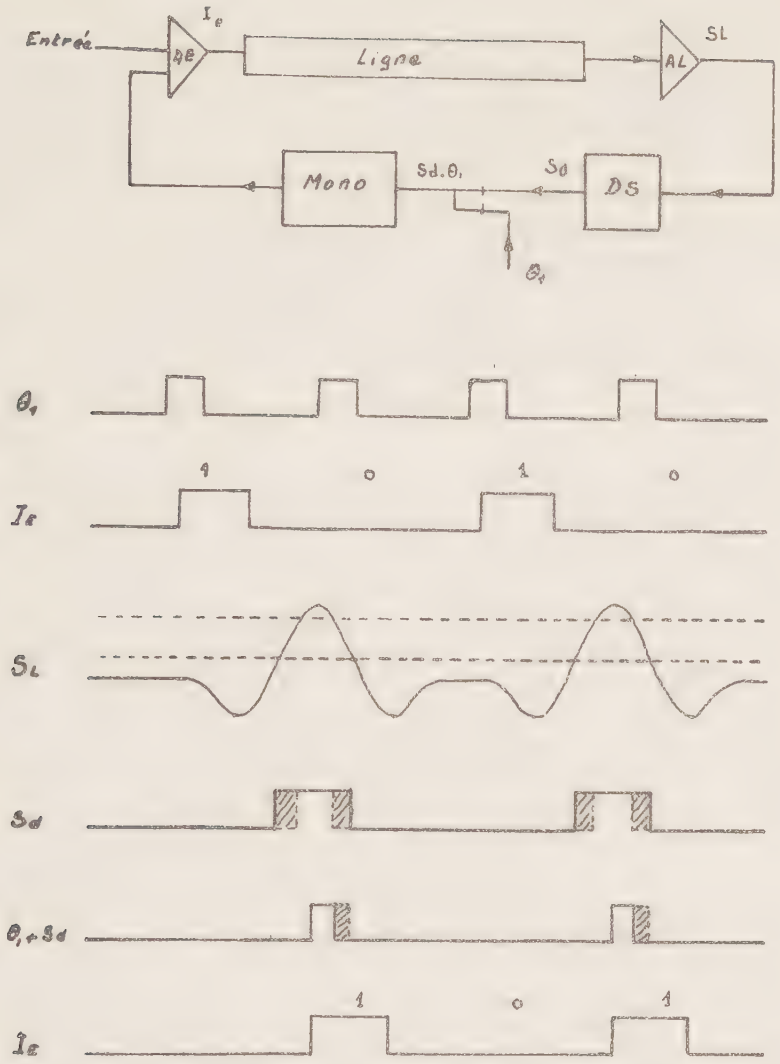
A l'entrée, nous avions injecté par l'ampli d'écriture un sign rectangulaire $I_E$ bien déterminé (voir le chapitre sur l'étude du signal). A la sortie de l'ampli de lecture, nous avons le signal classique (fig. 12b) accompagné de bruits parasites. Si nous voulons reboucler la ligne sur elle-même, il faut rec l'impulsion $I_E$ à partir de celle de sortie. Nous effectuons u détection à seuil du lobe central pour recréer un créneau.

Le signal détecté $S_d$ aura une largeur fonction du niveau de sortie et de détection. Nous plaçons toujours ce niveau de détection au dessus du niveau de bruit. Donc la largeur du signal détecté sera inférieure à $T_C$. Nous utilisons donc le front avant du signal détecté pour déclencher le démarrage de l'impulsion d'entrée.

Cependant, le niveau de sortie peut varier avec la température d'où le signal détecté a une largeur et une position variable. Dans ce cas, on s'arrange pour que le retard initial de la lig permette de centrer un rythme d'échantillonnage sur le signal détecté; d'où la structure du circuit (fig. 50 )

.../

Figure 50




6.1.2.2. <u>2ème cas : dérive faible telle que l'on a une zone de recoupement aux positions extrêmes</u>

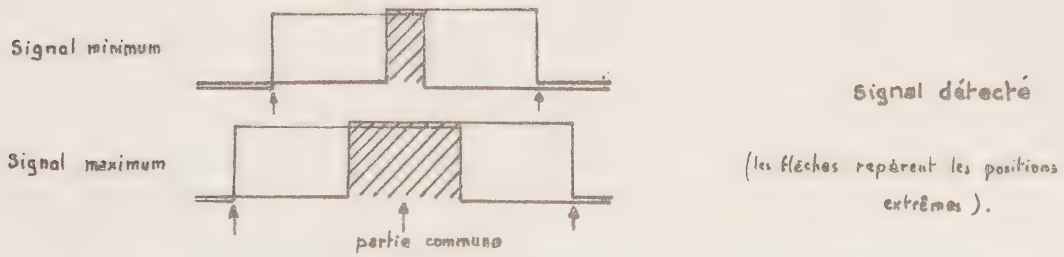



Figure 51

Dans le cas de la figure ci-dessus, nous prévoyons un rythme centré au départ dans cette zone de recoupement. L'échantillonnage du signal détecté par le rythme $\theta_1$, déclenche soit un monostable donnant un signal de largeur Tc soit une bascule remise à zéro par un second rythme $\theta_2$ décalé de Tc.

.../

Voyons les conditions de temps imposées par cette structure (fig. 52 ). Les dérives de retard $\delta$ de l'ampli de lecture et du détecteur de seuil s'ajoutent à la dérive de retard de la ligne $\delta_L$ pour définir le front avant du signal détecté. Ce qui impose que la largeur minimum du signal détecté sera supérieure ou au moins égale à $\delta_L + \delta_{AL} + \delta_{DS} + \theta_1$
$\theta_1$ étant la largeur du rythme d'échantillonnage.
Il devra être supérieur au temps de prise de réaction du monostable ou de la bascule. Il faut également tenir compte des dérives des circuits d'écriture.

d'où $\delta_L + \delta(AL + DS + Mono. + AE) + \theta_1 \leqslant$ largeur minimum détectée

On peut donner un exemple numérique : $\theta_1 = 200ns$ , $\Sigma(\delta) = 100ns$
$\delta_{d\,mini} = 400ns$ . D'où nous avons $\underline{\delta_L \leqslant 100ns}$

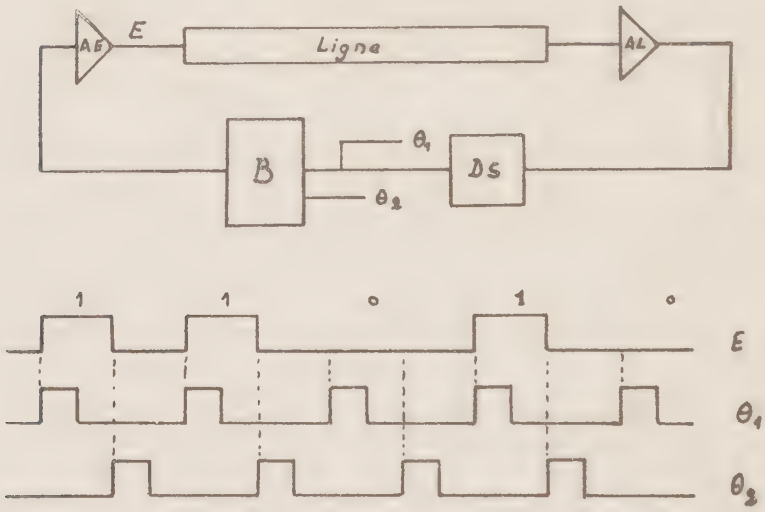



Figure 52

6.1.2.3. Passons au cas général ; nous déterminons un circuit autorisant les marges maxima en temps pour la ligne.

Dans ce qui suit, nous dégageons l'esprit du circuit en sachant bien qu'il peut prendre diverses formes technologiques, que nous verrons plus loin.

Rappelons que nous travaillons en référence à un rythme de synchronisation $\theta_S$ qui démarre le courant d'écriture.

1) si nous voulons permettre les dérives maxima de retard de la ligne, nous devons admettre que le signal détecté à l'extrême position arrive trop tard pour démarrer en synchronisme avec $\theta_S$ l'impulsion $I_E$. Donc il faudra introduire un élément de retard qui

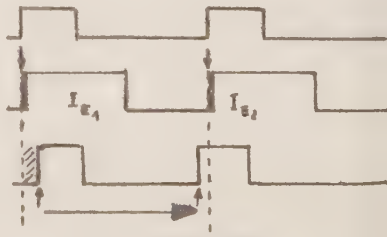



Figure 53

2) il apparaît sur la figure que quelque soit la solution technologique la marge maximum autorisée est inférieure à une période.

A partir de ces deux points, nous avons bâti plusieurs solutions possibles pour reboucler la ligne en mémoire. Elles ne se distinguent que par le nombre d'éléments et de rythmes auxilliaire utilisés.

Avant de passer à l'étude complète de la solution adoptée, examinons les conditions dans ce cas sur une quelconque des solutions.

Soit la structure logique suivante.

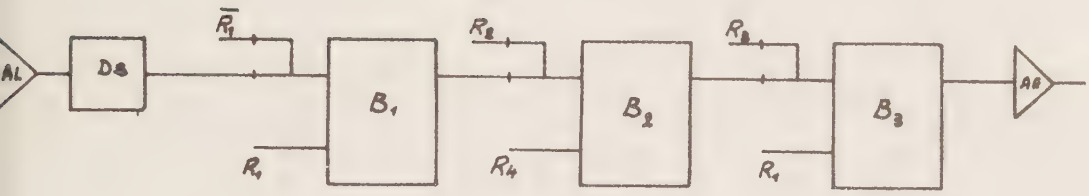
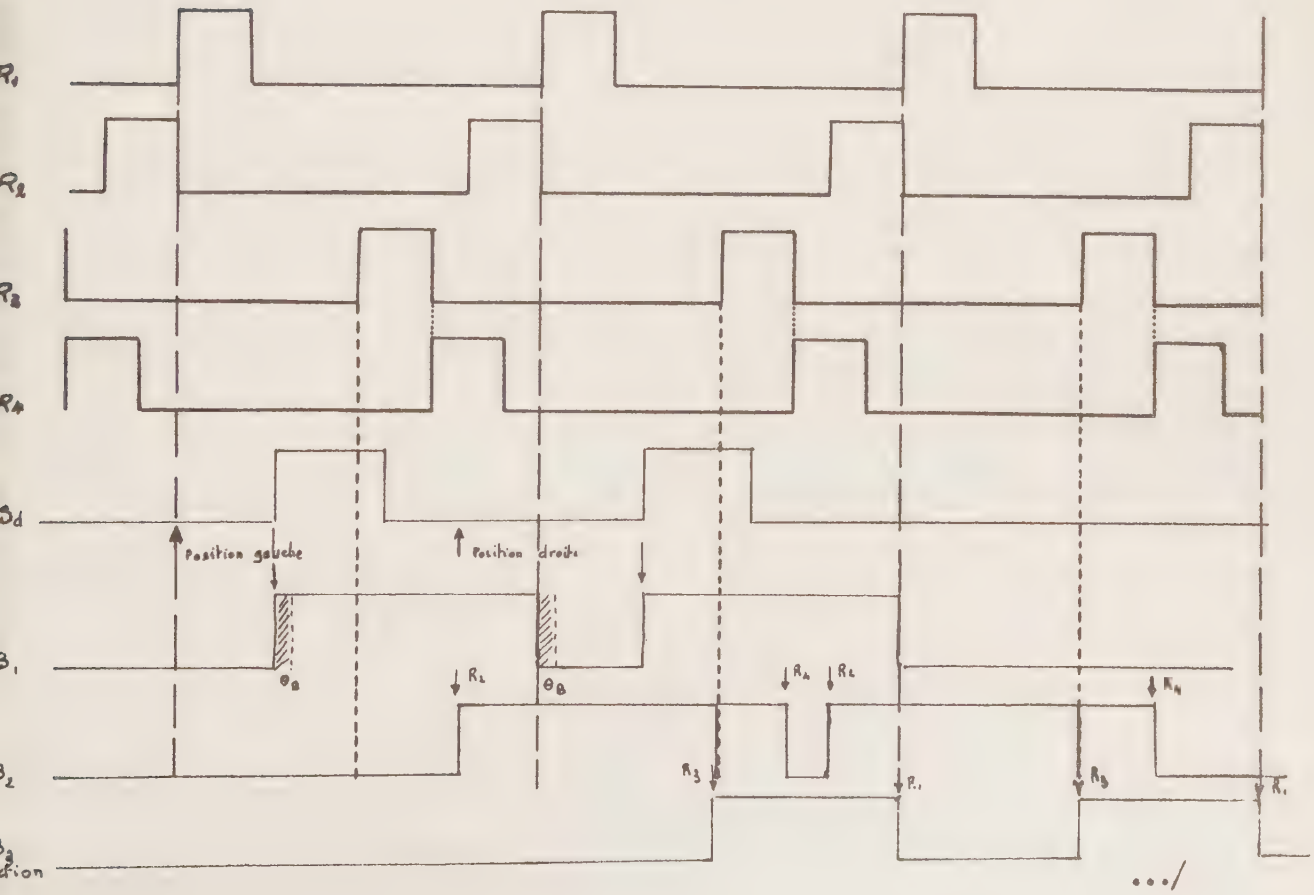



Figure 54

Examinons à l'aide de la figure des signaux, le fonctionnement du circuit.

Figure 55



Nous avons 4 rythmes : $-R_1$ marque la fin de $I_E$ et remet $B_1$ à zéro

$-R_3$ démarre $I_E$ et sort de rythme d'échantillonnage au signal $B_2$

$-R_2$ sert d'échantillonnage au signal $S_d$ élargi (sortie de $B_1$)

$-R_n$ remet $B_2$ à zéro

Le signal de signal de sortie de ligne appliquée au détecteur à seuil DS, donne un signal $S_d$. Le signal dérive et le front avant se produit à un instant quelconque. La bascule $B_1$ attaquée par $S_d$ et remise à zéro en $\theta_1$, et donne la forme $B_1$. Le rythme R2 en condition avec la sortie $B_1$ positionne la bascule $B_2$, qui est remise à 0 en $\theta_4$. Le signal obtenu en sortie de B2 peut être échantillonné par le rythme R3. Dans le cas envisagé, c'est la bascule B3, qui définit l'impulsion d'entrée à partir des rythmes R3 et R1. Cependant nous pouvons concevoir l'emploi d'un monostable qui donne la même forme, mais évite l'emploi de R1.

Quelles sont les conditions de temps à respecter dans ce système ?

1) En premier lieu, la largeur des rythmes doit être au moins égale au temps de réponse $\theta_B$ des bascules. D'autre part, les rythmes $R_1$ et $R_4$ ne doivent pas se chevaucher pour le bon fonctionnement de la bascule $B_1$ ; de même le début de R1 marque la fin de R3 pour permettre la progression des signaux entre les trois bascules. Ce qui équivaut à dire que R3, R4 et R2 sont juxtaposés dans la largeur Tc de l'impulsion d'entrée. D'où $Tc \geq 3\theta_B$

2) définissons la dérive admissible du retard de la ligne en fonction des dérives des différents circuits. Les amplificateurs de lecture et d'écriture ont des dérives $\delta_{AL}$ et $\delta_{AE}$, qui s'ajoutent à la dérive du détecteur de seuil pour définir la position du front avant de $S_d$.

D'autre part, les dérives de la bascule $B_3$ influent sur la position de $I_E$ donc de $S_d$ ; d'où la dérive du front avant de $S_d$ est définie par l'expression

$$\delta_L = \delta(AE + AL + DS + \text{Bascule } B_3)$$

De plus le front avant de $S_d$ a le droit de se déplacer à l'intérieur d'une période moins la largeur de rythme R2 et les temps de réponse $\theta_B$ de la bascule à l'établissement et à la remise à zéro.

D'où la dérive admissible du retard ligne est donnée par l'expression

$$\delta_L \leq T - \left[R_2 + 2\theta_B + \delta(AL + AE + DS + B_3)\right]$$

Cette formule est valable pour toutes les autres solutions possibles.

Nous en tirons les conclusions suivantes :

- les deux bascules B1 et B2 doivent nécessairement être des bascules rapides, ce qui diminue $R_2$ et $\theta_B$
- le signal d'émission est réinjecté dans la ligne après un temps égal au retard de la ligne plus un période nécessaire à la traversée des

6.1. . Etude d'un circuit complet

Nous avons retenu la solution, qui donne le circuit le plus économique dans la technologie disponible. Il est à noter, que ces circuits s'adaptent facilement à d'autres technologies. Détaillons le fonctionnement dans un cas particulier.

Hypothèses technologiques (Annexe 5 )

technologie a transistors fonctionnant à 1 MHz

logique négative à double couche à diode, niveaux logiques 0 et -4 V

technologie rythmée : rythme négatif à 1 MHz

Soit le diagramme de la figure ci-dessous étudions chaque élément séparemment.

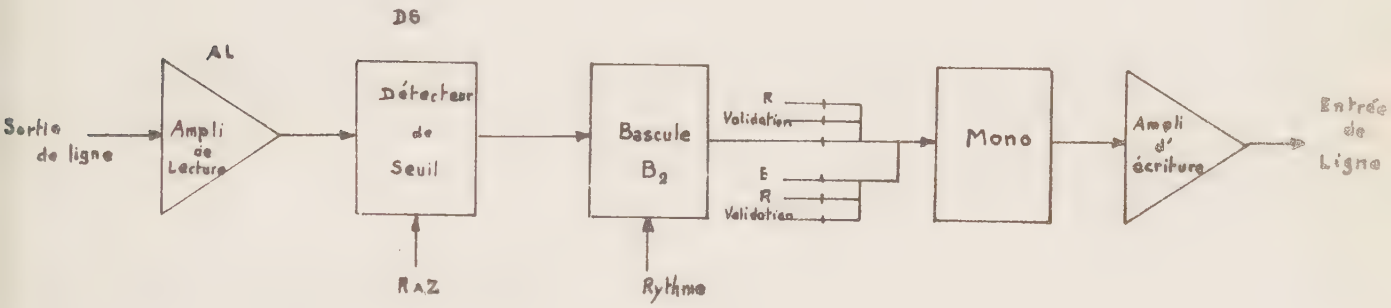



Figure 56

6.1.3.1. Amplificateur d'écriture

Les informations a introduire dans la mémoire proviennent en général de registres à bascules échantillonnées par un rythme. Le signal résultant du conditionnement n'est pas convenable pour attaquer le transducteur d'entrée de la ligne. Nous sommes obligés d'utiliser alors un monostable, qui donne la forme exacte au signal d'entrée ; puis un étage amplificateur de courant non linéaire amène l'impulsion de courant d'entrée au niveau requis (fig. 57 )

.../

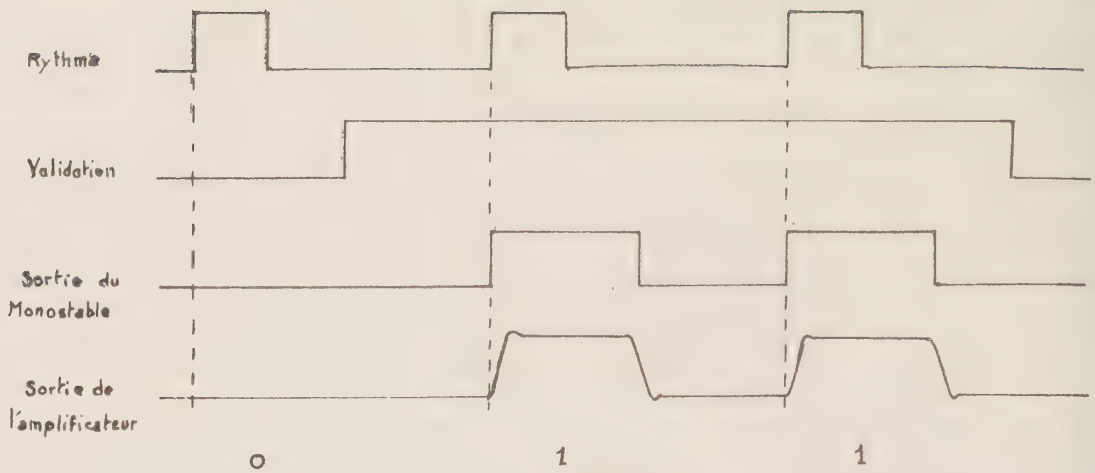



Figure 57

A l'entrée du monostable se situent les portes à diodes P1 et P2 de la figure 2. Ce sont deux conditionneurs à diodes en mélange. L'un deux forme la voie d'écriture dans la ligne (P1) et l'autre, la voie de rebouclage en mémoire (P2.) Chaque conditionneur à trois voies. La première reçoit l'information à introduire, la seconde, le rythme de synchronisation et la dernière les signaux de validation qui commandent l'ouverture ou la fermeture de la porte.

6.1.3.2. Amplificateur de lecture

Le signal de sortie de la ligne est à faible niveau. Nous l'amplifions d'abord en tension. Le montage utilisé est un amplificateur linéaire à deux étages avec réaction. La réaction est extrêmement favorable dans notre cas : elle accroît la bande passante et l'impédance d'entrée et assure la stabilité du gain en tension en fonction du $\beta$ des transistors.

Le choix du premier transistor est important : en effet la puissance disponible est extrêmement faible sur la base de ce transistor, il est donc indispensable d'avoir un transistor ayant un gain courant élevé ($> 20$) pour de faibles courants de base.

Cet amplificateur possède une bande passante de 3 MHz pour un gain de tension de 50. Le gain est défini par le taux de réaction en première approximation.

Derrière ces deux étages, nous trouvons un amplificateur de courant à un étage alimentant directement le détecteur à seuil. La liaison entre les deux amplificateurs est capacitive pour assurer un découplage total du dernier transistor.

L'amplificateur de courant utilisé un transistor de commutation rapide N.P.N. Un réglage du niveau de détection et de l'amplification en courant est placé dans le circuit émetteur. Pour régler l'amplificateur, nous faisons varier la résistance de réaction d'emetteur. Un potentiomètre découplé par capacité permet de régler le courant continu de collecteur et par consé-

6.1.3.3. Circuit de synchronisation

Il comporte le détecteur à seuil et les bascules de resynchronisation (Para. 2.1.2). Etant donnéela technologie particulière des diodes tunnel, nous consacrons la seconde partie de l'annexe à l'étude des bascules diodes tunnel.

Nous sommes conduits à utiliser des bascules B1 et B2 rapides (para. 2.1.2.) pour augmenter la marge de dérive de la ligne. Les "outils" employés ont des temps de basculement inférieurs à 40 ns,dans les conditions d'utilisation. De plus, la première bascule à diode tunnel remplit deux fonctions : elle constitue le détecteur à seuil d'une part, et la bascule électronique $B_1$ d'autre part.

Le signal amplifié sortant de l'amplificateur de lecture est appliqué directement à la diode tunnel. Lorsque l'amplitude de l'impulsion dépasse le niveau de détection, la bascule se positionne. La détection et la prise en mémoire du signal est réalisée.

Un rythme auxiliaire RAZ remet par son front avant la bascule précédente et transfère le signal dans la bascule B2.

Le rythme principal R1 peut alors échantillonner la sortie de B2 pour utiliser l'information régénérée. Le front arrière de R1 remet la bascule B2 à zéro (fig. 58 )

Un amplificateur d'un transistor donne le signal barre.

Le signal en sortie de B2 est identique à celui introduit N0 auparavant. Examinons sur ce montage, les conditions de temps imposées.

Reprenons les signaux de sortie de l'amplificateur de lecture et de la bascule B1. (fig. 58 )

Les marges de temps sont essentiellement déterminées au niveau de la bascule B1. Le signal détecté $S_d$ possède un front arrière fixe, déterminé par le rythme RAZ. Donc lorsque la ligne dérive, le front avant de $S_d$ dérive et sa largeur varie.

D'après la figure, nous avons les positions extrêmes du front avant,donc nous déterminons la dérive admissible de la ligne $\delta_L$

$$\delta_L \leq T + R_1 - S_{d\,mini}.$$

Or $S_d$ mini doit être supérieur au temps de réponse $\theta_B$ de la bascule.

d'où $$T_c > S_{d\,mini} \geqslant R_1 + 2\theta_B$$

Ce qui nous donne

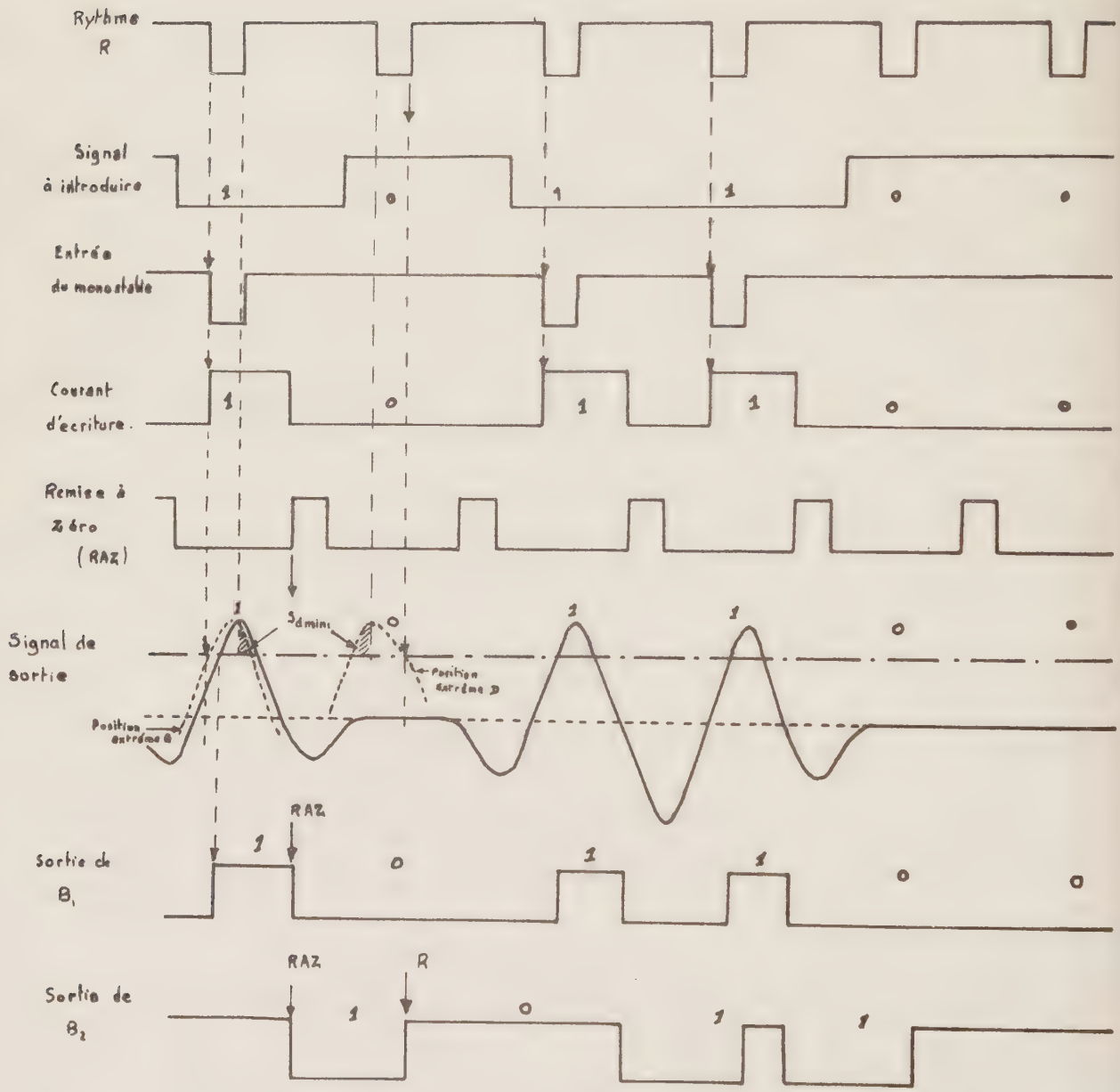
$$\delta_L \leq T - 2\theta_B$$

.../

Nous devons ajouter comme dans le paragraphe précédent les dérives relatives aux autres éléments. Cependant l'expérien montre qu'elles sont quasiment négligeables sauf pour la bascule B2 ; d'où la nécessité affirmée d'un outil rapide.

Le circuit, dont nous joignons le schéma technologique possède des variantes, qui permettent de l'utiliser dans un logique monophase. Les entrées à diodes sont remplacées par conditionneurs de front rapides.

Figure 58



### 6.1.4. Caractéristiques du mode RZ

Ce mode d'exploitation le plus simple présente les caractéristiques suivantes :

la capacité de stockage de la ligne est définie par la loi: $N = \Delta.F$

Ce mode n'utilise pas les performances de la ligne au maximum. Dans ce mode, nous serons limités à environ 4000 bits à 1 MHz ; avec un temps d'accès moyen de l'ordre de 2 ms.

Etant donnée la forme du signal de sortie de ligne, la détection à seuil, nous pouvons tolérer rapport signal sur bruit de l'ordre de 1/5 avec une bonne sureté de fonctionnement

Les marges de temps sont très larges et ce mode d'exploitation peut être appliqué à des lignes de stabilité moyenne, (marges supérieures à 700ns)

Le choix d'une solution parmi tous les circuits possibles est fonction du nombre de lignes à retard associées, car le coût des rythmes est vite amorti pour un grand nombres de cellules de mémoires.

Les rythmes ont une importance particulière du fait de leur influence sur les marges de temps des mémoires et de leur rôle de "marqueur de temps". Nous verrons plus loin les problèmes concernant leur stabilité.

## 6.2. Modes NRZ

### 6.2.1. Définition

Ces modes de fonctionnement sont aussi liés à un rythme de synchronisation. Dans le mode RZ, le bit était caractérisé par une absence ou présence d'une impulsion en créneau. Dans le mode NRZ, les bits sont représentés par des niveaux technologiques ou des fronts présents pendant le rythme.

1) NRZ1 ou NRZ IBM

Tout changement de niveau techn logique est significatif du 1 logique

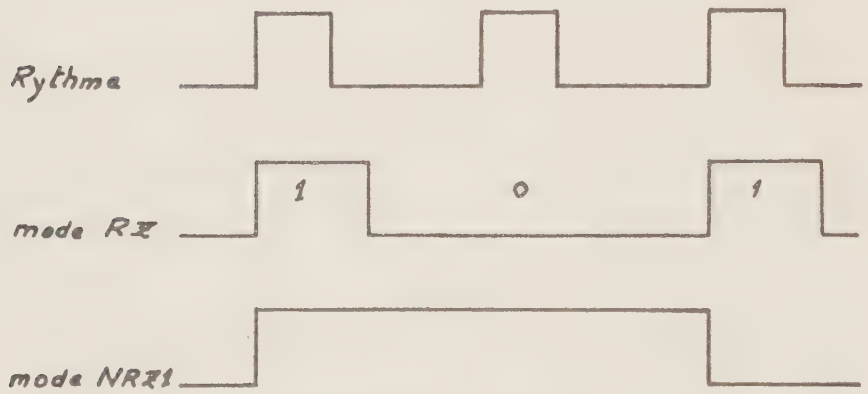



Figure 59

Les fronts sont positionnés par le rythme de synchronisation.

2) NRZ0

Ce mode est analogue au précédent mais c'est le 0 logique qui est significatif d'un front.

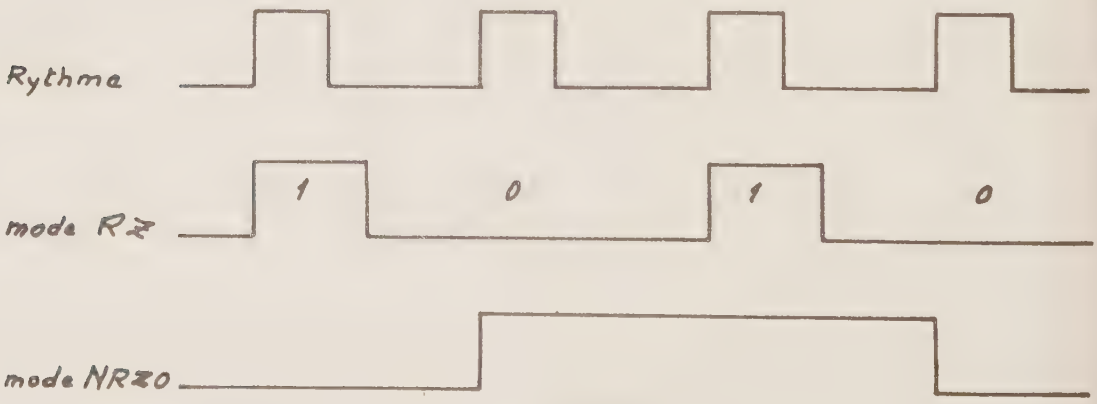



Figure 60

3) NRZ enveloppe

Nous donnons, par convention, le niveau haut au 1 logique et le niveau bas au 0 logique. Ainsi, dans une suite de 0 et 1, le front positif traduit le passage du 0 au 1 et le front négatif

d'où la représentation R
RZ
NRZ env

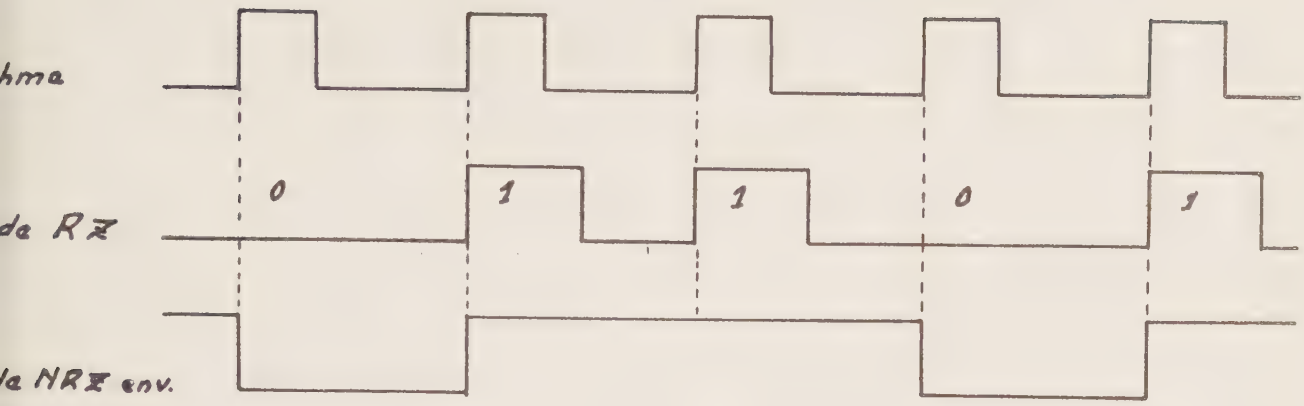



Figure 61

Remarque :

En RZ, nous écrivions dans la ligne par un signal rectangulaire de facteur de forme 1/2. Ce qui veut dire que les deux fronts successifs ont une fréquence de répétition double de la fréquence nominale de la ligne ; et ces deux fronts sont associés à un seul bit. Par contre en mode NRZ, deux fronts successifs représentent deux bits, donc cela équivaut à doubler la capacité de stockage de la ligne N :

$$N = 2\Delta . F \max$$

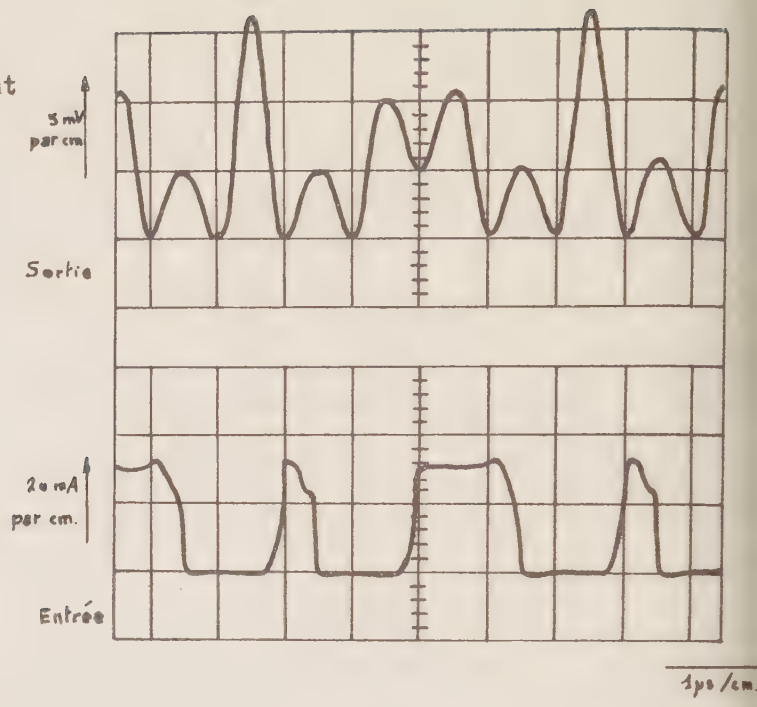
## 6.2.2. Principe d'exploitation

### 6.2.2.1. Généralités

En codage NRZ, plusieurs points nouveaux apparaissent par rapport au mode précédent.

- les signaux de sortie de la ligne ont des formes différentes de ceux obtenus pour un code RZ. En effet nous trouvons les réponses à des fronts distants d'un intervalle T supérieur à 3 Tc. Nous donnons un exemple ci-dessous

Ainsi nous obtenons des signaux d'amplitude allant du simple au double.




- les circuits de résynchronisation détectent et réforment les fronts d'écriture. L'examen des signaux de la figure précédente montre qu'un front d'écriture se traduit en sortie par un passage à zéro du signal Sd. La détection doit donc reconnaître les passages à zéro et les identifier en signe. Un front montant à l'écriture est reconnu en sortie par un passage à zéro de pente positive ; pour un front descendant, c'est une pente négative.

  En fait cette détection, difficile et rendue délicate par la présence du bruit au zéro, est remplacée par une double détection à seuil. Nous disons qu'un front montant existe si nous détectons successivement un seuil négatif et un seuil positif dans un intervalle inférieur à une période Tc.

  Les détections sont inversées pour un front descendant.

- En codage NRZ, nous n'avons plus le souci de créer une impulsion d'écriture définie en largeur ; cependant nous devons avoir une ligne fonctionnant avec le facteur de forme 1/2, pour éviter les distortions du signal de sortie.

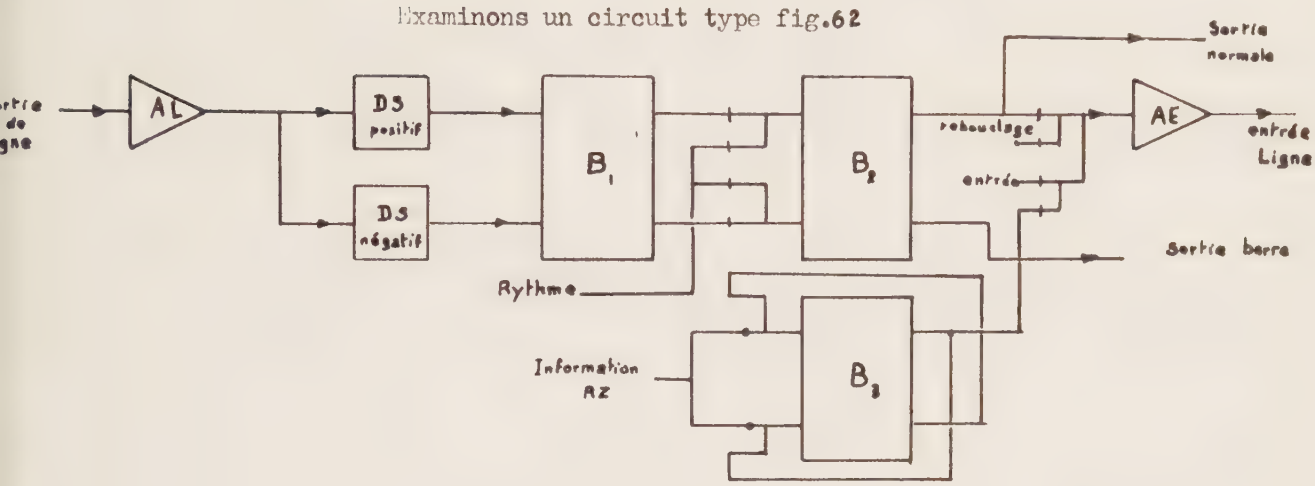
- Enfin, la fréquence de travail des circuits est doublée par rapport au mode RZ. Ce point est particulièrement important, car aux fréquences demandées (2 à 4 MHz) les circuits de commutation sont totalement différents de ceux utilisés en RZ, du point de vue technologique.

### 6.2.2.2. Solutions de rebouclage de la ligne

Dans ce paragraphe, nous établissons les tolérances de retard admissibles pour la ligne dans deux modes NRZ.

Cas du NRZ 1

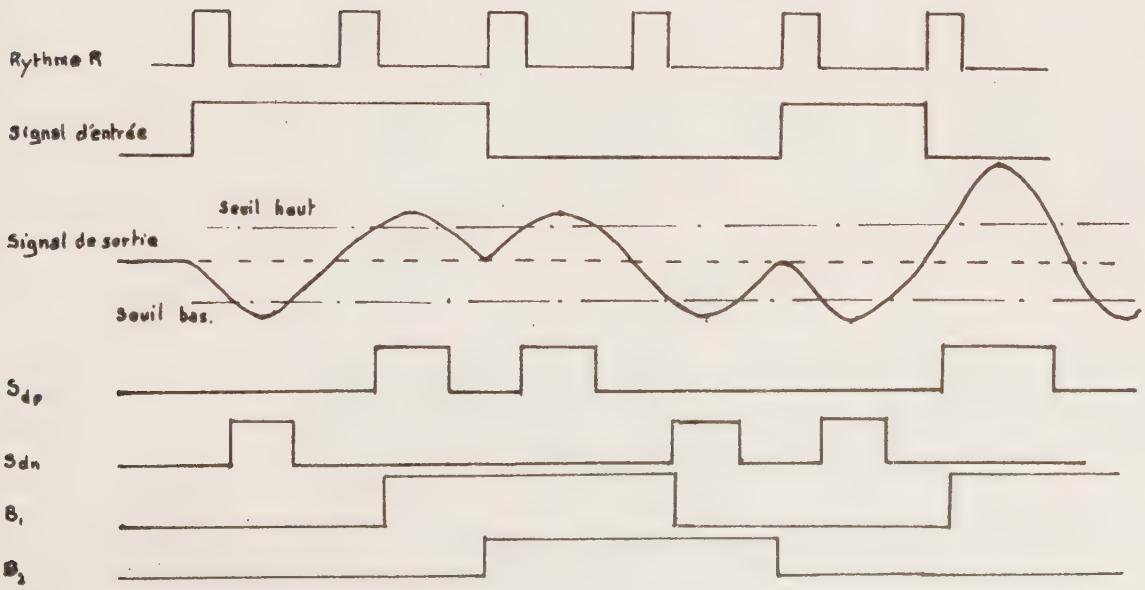
Examinons un circuit type fig.62




Nous utilisons donc deux détecteurs à seuil, l'un en détection positive, l'autre en détection négative. Soit un signal de sortie quelconque (Fig. 63 ). Nous obtenons sur chaque détecteur les formes Sdp et Sdn. Nous attaquons une bascule $B_1$ par le signal Sdp et nous la remettons à zéro par Sdn. En sortie de $B_1$, la forme du courant d'écriture est recréée, mais une seconde bascule $B_2$ permet la resynchronisation du code avec le rythme principal R.

Ce circuit simple de 2 bascules utilisant 1 rythme est complété par une bascule B3 destinée à créer le transcodage RZ-NRZ.

Figure 63



Examinons maintenant les tolérances de retard dans cette exploitation.

Les positions extrêmes du signal détecté sont définies ainsi : Il faut que B1 soit positionnée après la fin du rythme R (position extrême-gauche) et avant le début de ce même rythme (position extrême droite). Nous avons donc la dérive de retard $\delta_L$ de la ligne

$$\delta_L \leqslant T' - (\delta + R)$$

T' période du rythme

$\delta$ les dérives outils AE,AL,B2,B

R largeur du rythme

Le résultat donné ci-dessus est incomplet. La période T', étant courte, il y a lieu de tenir de la précision des détecteurs à seuil et une part et de la variation de largeur du signal détecté entre une impulsion simple et une forme composée d'autre part.

Ce qui donne pour $\delta_L$ :

$$\underline{\delta_L \leqslant T' - (\delta + R + \delta_{DS})}$$

$\delta_{DS}$ dérive total sur la largeur du sign détecté

La sortie peut se faire en NRZ, ou en RZ par un circuit monophase. La conversion RZ en NRZ est réalisée simplement par la bascule B3 rebouclée sur elle même en compteur à 2.

Cas du NRZ enveloppe

soit le circuit de la figure.64

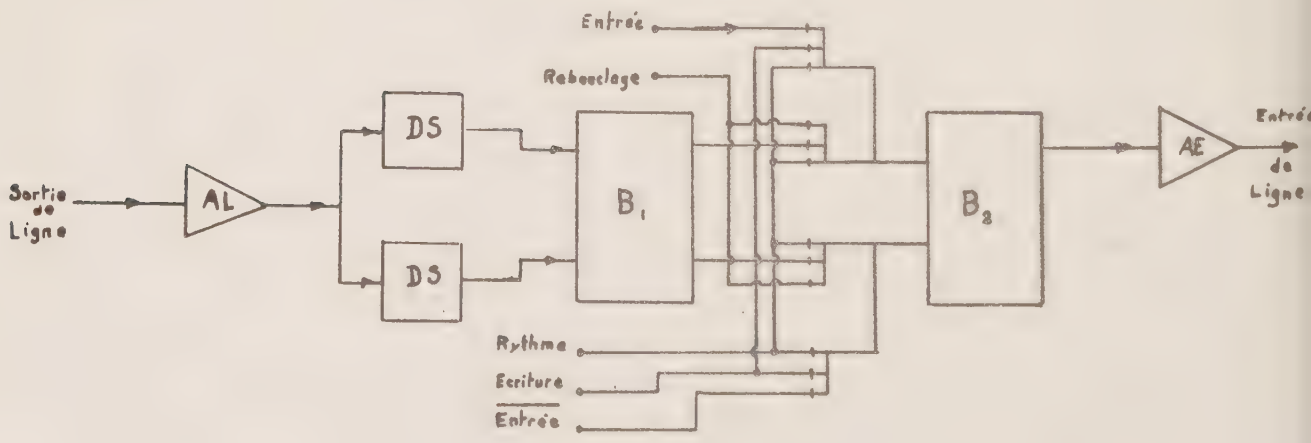



Figure 64

Jusqu'en sortie de la bascule B1,le fonctionnement est identiqu à celui du schéma précédent. Nous disposons également d'un

seul rythme R. La bascule B2 remplace les bascules B2 et B3 du cas précédent. Elle fournit le signal d'entrée synchronisé par le rythme et joue le rôle de transcodeur des informations RZ en NRZ.

Ce circuit permet de sortir directement les informations en RZ.

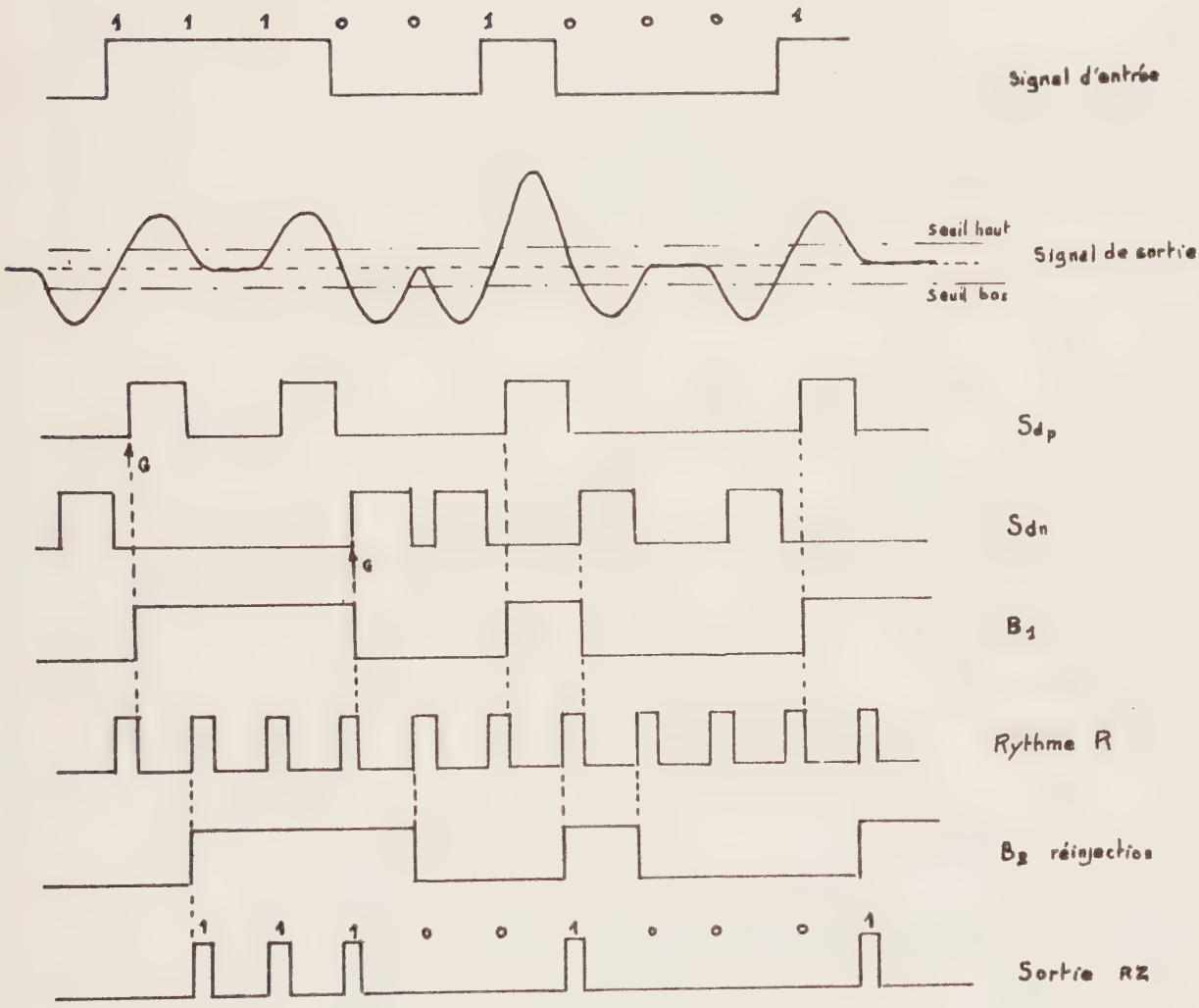



Figure 65

Nous voyons facilement que les marges de retard sont identiques au cas précédent. Un rapide calcul numérique montre que la dérive de retard admissible est de l'ordre de 200 ns ($T' = 500$ ns, $R \neq 200$ ns et $\Sigma\delta = 100$ ns)

Cette valeur est faible, nous avons apporté quelques modifications à ces circuits de base;

d'où le circuit étudié dans le paragraphe suivant.

### 6.2.3. Etude d'un circuit complet

Le circuit présenté reprend certains éléments du circuit RZ, en particulier l'amplificateur de lecture et la détection à diode tunnel.

Il répond au mode d'exploitation NRZ 1.

Hypothèses technologiques

- technologie à transistors NPN silicium, fréquence maximum 8 MHz
- logique positive à double couche
- rythme de synchronisation à 2 MHz
- une seule tension d'alimentation + 6 V. Les niveaux logiques sont 0 et +3,5 V.

Etudions pas à pas le schéma fonctionnel de la figure ci dessous

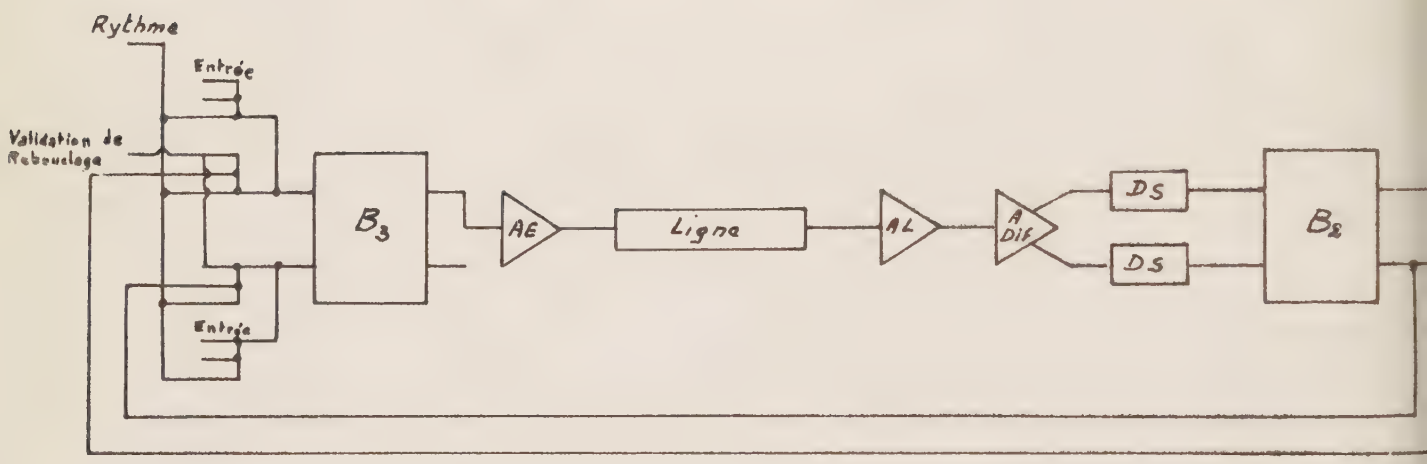



Figure 66

#### 6.2.3.1. Circuit d'écriture

Dans le mode NRZ, nous trouvons une bascule avec ses entr et un amplificateur de courant comme circuit d'écriture.

La bascule a deux fonctions essentielles : premièrement, elle assure le codage des signaux en NRZ, puis elle permet une synchronisation totale des informations avec le rythme de mémoire. Ce second point est important pour un fonctionnement correct. Ses voies d'entrée sont identi à celles utilisées en RZ. Notons toutefois, que la techno adoptée demande un changement de niveau logique pour être connectable à des circuits extérieurs. Cette opération es réalisée par deux montages à transistors, placés en tête des voies d'entrée.

Nous utilisons une des sorties de la bascule pour attaquer l'amplificateur d'écriture analogue à celui du circuit RZ. Quelques modifications du circuit permettent d'utiliser cet amplificateur avec les niveaux logiques o,+ 6V.

La bobine émettrice est directement placée dans le collecteur du transistor.

6.2.3.2. Circuit de lecture

Nous retrouvons l'amplificateur de tension présenté dans le paragraphe 6.13.2. Ses caractéristiques sont inchangées. Sa partie amplificatrice de courant est par contre totalement différente. Ayant une double détection à effectuer plus loin, nous disposons, en sortie de l'amplificateur, de deux signaux en opposition de phase.
Nous obtenons ceci par un amplificateur différentiel, que nous examinons fig.

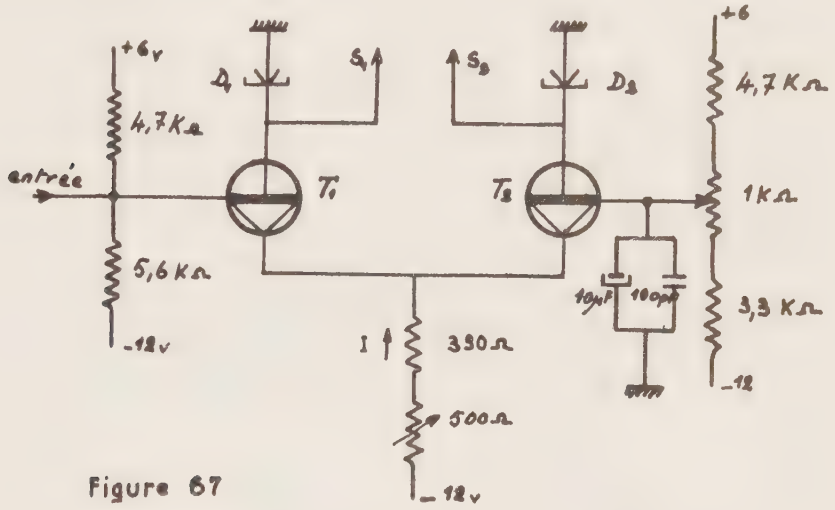



Figure 67

Au repos, les bases des transistors ont un même potentiel (voisin de la masse) grâce au réglage par le potentiomètre de 1 KΩ. Il s'en suit que les courants collecteurs sont égaux et valent la moitié du courant I, défini par la résistance commune d'émetteur. Cette résistance réglable (potentiomètre de 500Ω), nous permet d'ajuster les courants collecteurs, donc les niveaux de polarisation des diodes tunnels de détection. Supposons qu'une rampe positive soit appliquée à la base du transistor T1 son potentiel de base croit, donc le transistor devient plus passant ; son courant collecteur croit et sa tension collecteur chute. Par contre le transistor T2 reçoit moins de courant collecteur, puisque le courant total dans l'amplificateur est défini par la résistance d'émetteur ; par conséquent sa tension collecteur remonte.

Nous avons ainsi mis en évidence la propriété de l'amplificateur différentiel. Les signaux sur les collecteurs sont en opposition de phase. Ainsi nous pouvons attaquer les détecteurs à seuil.

Les réglages, notés dans le cas du mode RZ, se retrouvent ici. Le réglage du niveau de détection est réalisé par la résistance ajustable dans le circuit émetteur. L'équilibrage des diodes tunnels se fait par la polarisation de base du transistor T2. Ceci évite un appairage des diodes tunnel.

### 6.2.3.3. Circuit de synchronisation

La détection à seuil est identique à celle du mode RZ. Cependant notons un détail. Les transistors des bascules à diodes tunnel restent du type PNP rapide au germanium . Ce choix est imposé par la valeur de la tension émetteur base, elle doit être inférieure à la tension de vallée de la diode tunnel pour obtenir un fonctionnement sûr de la bascule.

Les deux bascules sont remises simultanément à zéro par un même rythme. Ainsi la position des fronts arriéres de l'impulsion détectée est précise. Nous le dérivons pour attaquer la bascule B2 à transistors. Cette bascule est ici une bascule rapide standard qui nous délivre les signaux normaux et barres. Si nous regardons la figure ci-dessous donnant les signaux, nous constatons qu'en sortie de la bascule B2, le code d'entrée est reconstitué et remis en synchronisme avec le rythme de mémoire. De plus, le signal disponible en sortie est codé NRZ (fig 69a )
Pour sortir l'information en RZ, il est indispensable de prévoir un dispositif de conversion.

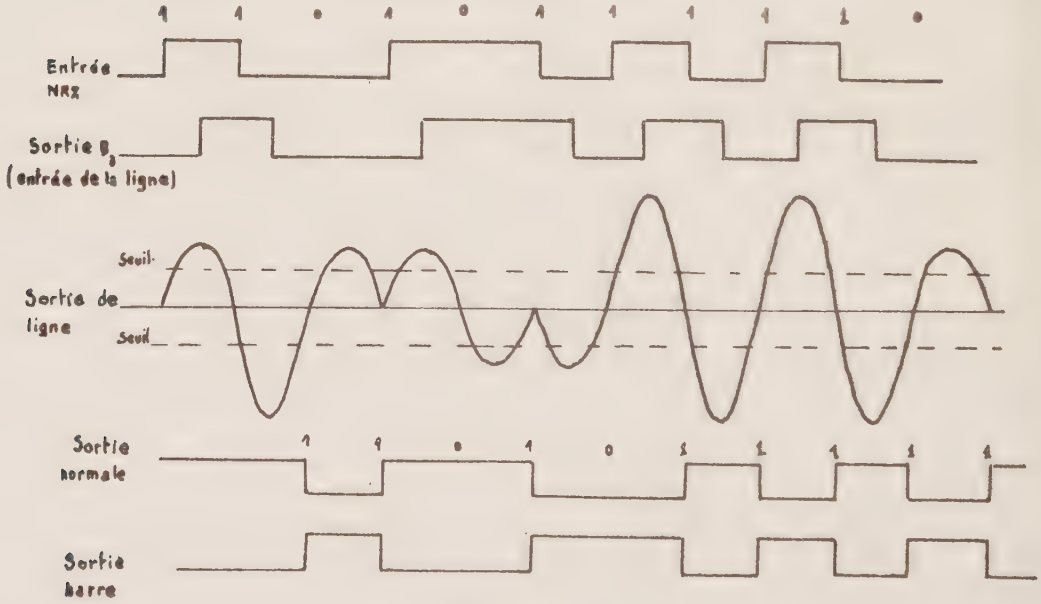
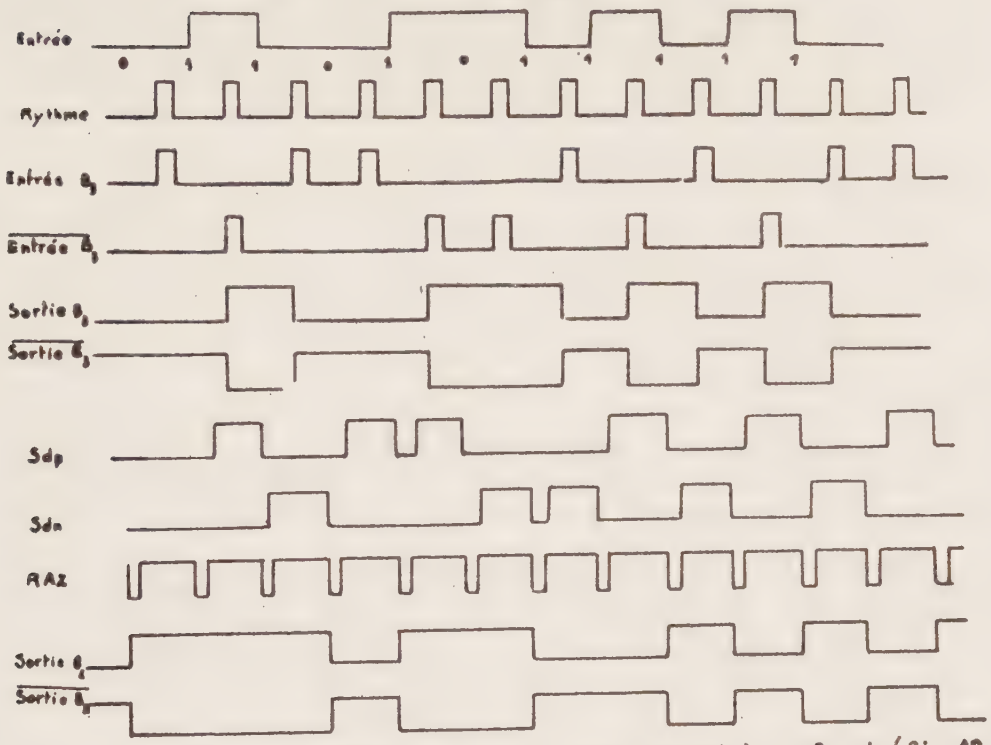



Figure 69 a

Déterminons la dérive de retard admissible pour la ligne dans le cas de ce circuit. Soient les signaux de la figure. 69 b

Figure 69 b




Prenons le signal de sortie correspondant à un front (fig 12a ). Déterminons ses positions extrêmes dans une période : la position la plus à droite est telle que le signal soit disparu avant la fin de la remise à zéro. L'autre position extrême sera définie par le fait que le signal détecté n'apparait pas avant le rythme. Donc la marge est $T' + \theta_1 - Sd$

$$Tc > Sd > \theta_1 \qquad \theta_1 < T - Sd$$

En plus viennent s'ajouter les tolérances des autres circuits

Le circuit présenté est l'objet d'amélioration visant à accroître sa fiabilité et à diminuer son prix de revient. Le schéma ci-joint, correspond à un circuit quasiment définitif.
Nous pouvons constater d'un coup d'oeil que le nombre des éléments actifs du circuit est d'environ 15 contre 10 un circuit RZ. Dans le prix de revient de la mémoire ce sont les semi conducteurs qui déterminent le prix.

## 6.3. Autres modes d'exploitation

En dehors de ces deux types d'exploitation des mémoires à lignes à retard, on peut imaginer d'autres conventions logiques ou d'autres modes d'écriture. En fait les différences portent sur la forme du signal d'entrée pour un même code binaire. En ce qui concerne la structure générale du circuit, elle reste identique.

### 6.3.1. Mode "double polarité"

Pour un code binaire quelconque, nous adoptons la convention suivante : à l'écriture dans la ligne, le 1 logique est représenté par une impulsion de courant de sens donné (positif par hypothèse) et le 0 logique par une impulsion de courant de sens opposé dit négatif. D'où la représentation suivante.

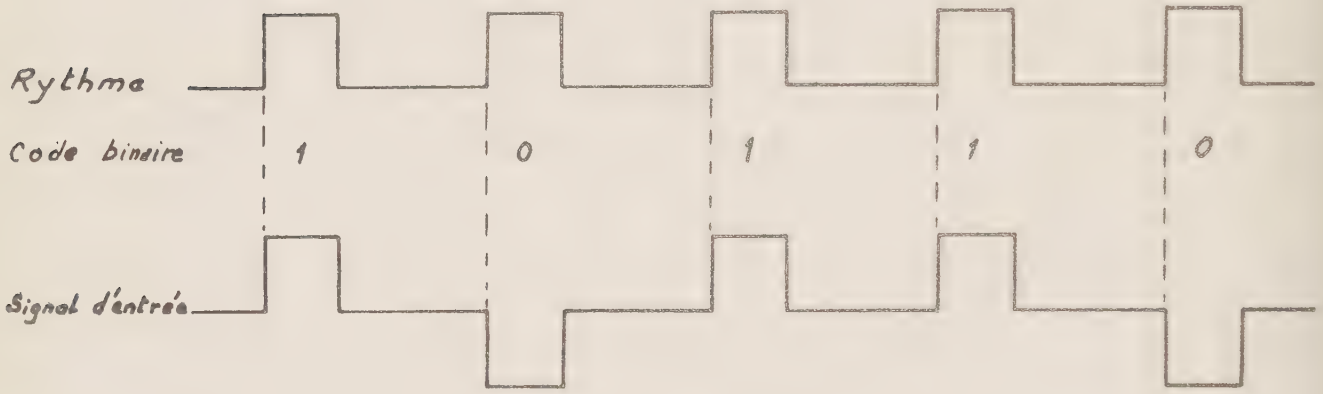



Figure 70

Il ressort immédiatement que le signal de sortie recueilli sur la ligne sera très différent de ces précédents, nous pouvons construire rapidement la réponse au profil binaire de la figure précédente en utilisant la forme de base du paragraphe 2.3. et en disant que si le sens du courant est inversé le signal de sortie est de polarité opposée.

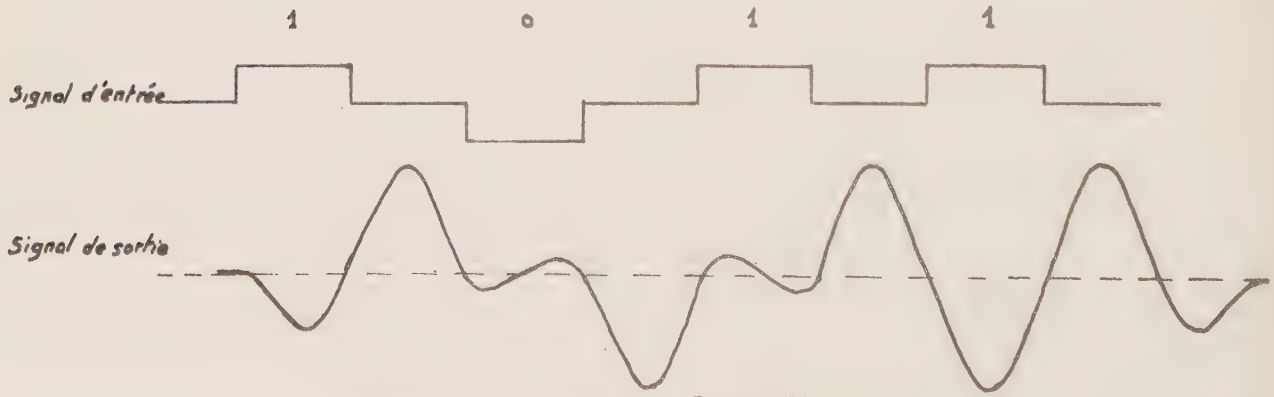



Figure 71

caractéristique de ce mode

- à l'écriture, nous avons une attaque symétrique de la bobine du transducteur. L'amplificateur d'écriture sera du type push-pull.

- en sortie, la détection des signaux est échantillonnée par le rythme, c'est à dire que le rythme valide la reconnaissance des informations à des instants précis. Cette méthode impose une dérive de retard en température de la ligne assez faible (inférieure à la largeur du rythme de synchronisation).

  Cependant ce mode d'exploitation a des avantages sensibles pour certaines application :

  - l'amplitude du niveau de sortie plus grande que pour les modes précédents et, l'échantillonnage en détection assure une sécurité de fonctionnement supérieure.

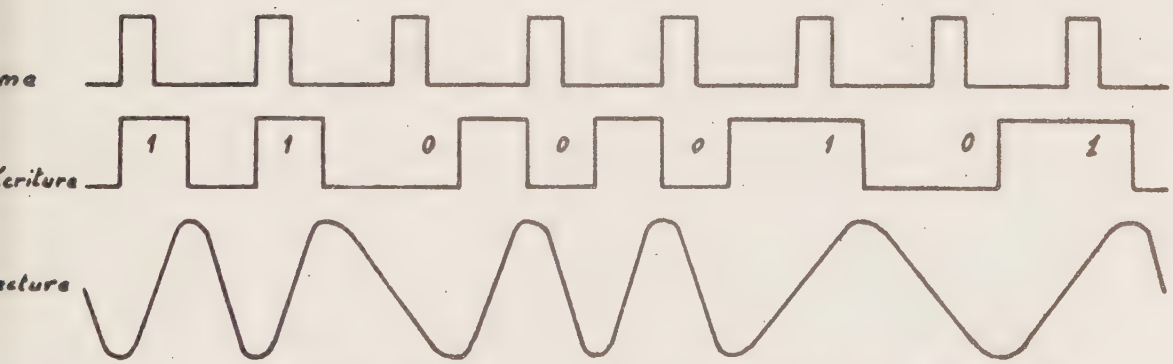
  - d'autre part, l'échantillonnage permet de tasser les informations à une fréquence un peu supérieure à la fréquence nominale de la ligne, d'où un accroissement de capacité d'environ 20 %.

### 6.3.2. Modulation de phase

Dans les processus d'exploitation des mémoires cinématiques, nous trouvons la modulation de phase. C'est un codage proche du NRZ, dû à Williams, Kilburn et Thomas.

Le 1 logique est écrit par un courant positif pendant la première d'une période du rythme et négatif pendant la seconde moitié et inversement pour le 0. La figure montre les signaux correspondant à un code binaire quelconque. Remarquons que la valeur moyenne du courant d'écriture est nulle quelle que soit la configuration écrite.

Figure 72




Ce codage convient bien aux lignes à retard, qui admettent un signal d'entrée de facteur de forme 1/2.

L'exploitation du signal de sortie est par contre plus délicate du point de vue sureté de fonctionnement.

Cette solution possède les inconvénients du système à double polarité : écriture symétrique sans avoir d'avantages très nets, en particulier nous ne gagnons rien en capacité de stockage, contrairement au cas des rubans magnétiques.

6.3.5. Code modulée

Dans tous les codages précédents, le signal d'entrée subit une double dérivation qui donne la forme connue en sortie. Certaines applications spéciales ne tolèrent pas une telle déformation des impulsions d'entrée. L'attaque de la ligne, en régime sinusoïdal évite ce phénomène. Nous sommes donc amenés à moduler une onde sinusoïdale à fréquence fixe par des signaux digitaux. En sortie, nous démodulons le signal pour l'exploiter comme en mode RZ(fig. 73 )

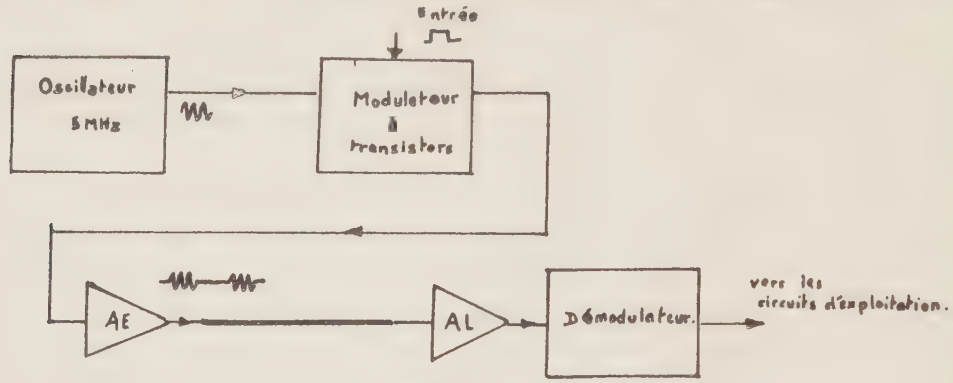



Figure 73

Cette solution a été essayée en laboratoire ; les résultats obtenus ne sont pas excellents.

Nous utilisons une fréquence porteuse à 5 MHz modulée par des signaux carrés durant 1 µs.

Cette méthode d'exploitation présente des inconvénients, qui limitent son emploi.

- Il faut réaliser un oscillateur local fonctionnant à une fréquence très supérieure à celle de la ligne.

- En sortie, il est nécessaire d'inclure un modulateur et un démodulateur dans le circuit d'exploitation.

Dans les ensembles de traitements d'informations, ces contraintes sont inadmissibles.

## 7 - FONCTIONNEMENT D'UNE MEMOIRE A LIGNE A RETARD

Considérons maintenant la mémoire du point de vue technologique et abordons les problèmes relatifs à son fonctionnement. L'aspect logique sera vu dans le prochain chapitre.

### 7.1. Rythme de synchronisation

Dans le paragraphe 6.1.3. , nous avons vu l'importance des rythmes de synchronisation. Suivant les modes d'exploitation, ils satisfont à des conditions d'emploi différentes ; mais en général , ils influent sur les marges de dérive de retard de la ligne.

Dans les modes RZ et NRZ, il convient de distinguer le rythme d'échantillonnage, ou rythme principal, des rythmes de remise à zéro. Le rythme principal peut être le rythme machine, sinon il y a lieu d'envisager les problèmes d'unification.

#### 7.1.1. Rythme principal

La définition du rythme est fonction du temps de réponse des divers outils logiques, de sa fréquence de répétition et des problèmes de dissipation.

Dans les différents circuits étudiés, le rythme a un facteur de forme supérieur à 1/4, ce qui correspond à un temps de basculement minimum de 250 ns.

Le seul problème relatif au rythme principal est sa stabilité en temps, puisque sa fréquence de répétition et son facteur de forme influent sur le fonctionnement de la ligne.

Prenons le cas de l'exploitation RZ d'une ligne de 3 ms de retard. La dérive de retard admissible est donnée égale à 700 ns minimum pour la ligne. Compte tenu de l'étude des tolérances de temps, la dérive tolérée sur la période du rythme est de l'ordre de 100 ns. Ce qui veut dire qu'au cours d'un cycle de ligne, soit 3 ms, la fréquence doit varier de $\pm$ 50 ns au maximum. Sa stabilité totale est donc de $\frac{50}{3 10^{+6}} = 16 10^{-6} \simeq 10^{-5}$

Nous voyons que le rythme doit être extrêmement stable. Le générateur de rythme sera piloté par un quartz.

Le facteur de forme est obtenu par un monostable, dont la stabilité est de $10^{-2}$. La dérive sur le rythme est alors négligeable (moins de 5 ns). Un soin particulier est apporté à la création des fronts. Mesurés à 10 % et 90 % d'amplitude, ils ont un temps d'établissement d'environ 30 ns.

.../...

7.1.2. rythmes auxiliaires

Les rythmes auxiliaires sont les signaux de remise à zéro des bascules à diodes tunnel. Définissons-les en position et en durée. En général, ces rythmes sont obtenus à partir du rythme principal retardé. Leur position dans une période est fonction du mode d'exploitation. Elle est ajustée par une ligne à retard à constantes réparties.

Leur polarité dépend uniquement du circuit à diode tunnel. En mode RZ, elle est positive, alors qu'en NRZ, elle est négative.

Dans le paragraphe 6.1.3.3., nous avons défini la largeur optimum de la remise à zéro de la bascule B, en mode RZ. Il est de même en mode NRZ, la largeur de rythme de remise à zéro définit la dérive maximum de retard. Nous constatons que, pour les deux modes, la largeur optimum est identique et égale à 250 ns.

La stabilité en fréquence de ce rythme est fonction de celle du rythme principal puisqu'il en est issu. Tous les rythmes ont leur facteur de forme imposé par un monostable ; nous en déduisons que la stabilité de leur largeur est identique. La puissance du rythme dépend du nombre de mémoires groupées ; notons que nous avons été amenés à placer les amplificateurs de rythme sur les circuits de ligne pour garder des fronts raides et éviter une transmission de signaux puissants dans le câblage de la mémoire.

Donnons en exemple, le bloc diagramme du générateur de rythme pour l'exploitation NRZ et les formes de signaux de rythmes obtenus.

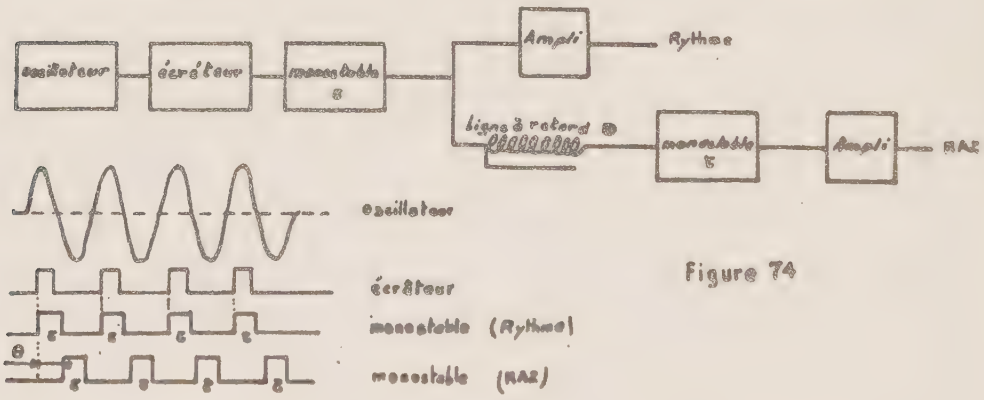



Figure 74

7.2. Stabilité de fonctionnement

7.2.1. Influence de la température

Envisageons l'influence des variations de température de la mémoire en mode d'exploitation RZ, par exemple.

La température a plusieurs conséquences :

- d'une part, nous savons que le retard et le niveau de sortie de la ligne varie avec la température (parag. 4.4.)

- d'autre part, les caractéristiques des composants semiconducteurs varient avec la température.

Dans les transistors, la tension $V_{BE}$ (émetteur, base) varie en raison de - 2mV/C environ et le gain en courant $\beta$ croit avec la température.

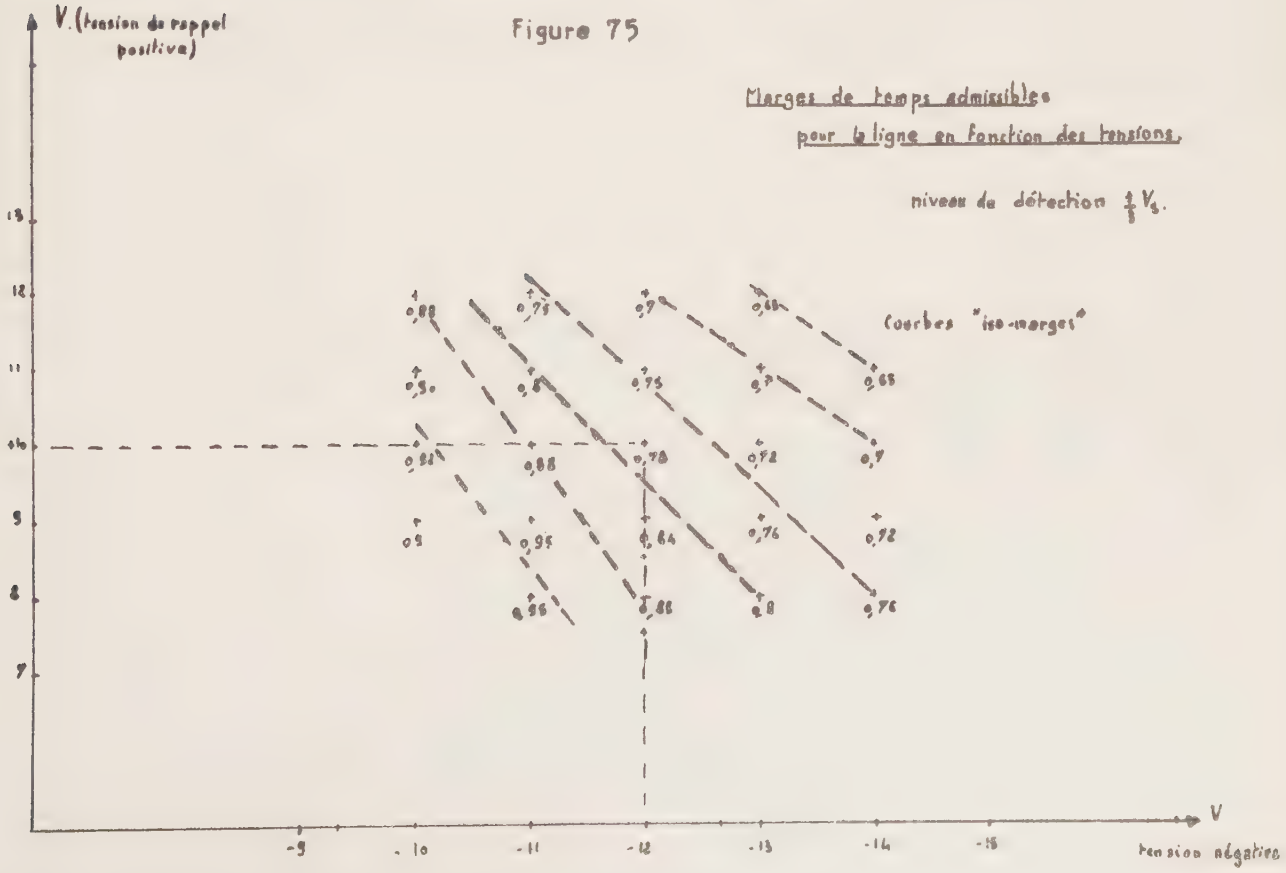
- les diodes tunnels sont aussi sensibles aux variations de température. Le courant et la tension de pic croissent ou décroissent avec la température suivant le taux d'impuretés. Le courant de vallée croit avec la température.

En un mot, la caractéristique de la diode tunnel tend à perdre sa zone à résistance négative.

Nous avons alors étudié le fonctionnement des bascules et les marges de retard de la mémoire complète avec la température. Sous réserve de quelques modifications du circuit, les marges sont voisines à celles tracées à l'ambiance.

Les résultats montrent que ce type de mémoires est peu sensible aux variations de température. Cette remarque est très importante, puisque nous voyons que nous évitons une régulation de température pour la mémoire.

Figure 75



### 7.2.2. Influence des tensions d'alimentation

Dans tous les ensembles électroniques, nous avons l'habitude d'étudier l'influence des variations de tensions d'alimentation sur le fonctionnement. Il est utile de connaître ces marges de tensions admissibles par l'ensemble étudié; en effet nous dépendons du secteur et les régulations d'alimentation sont chères sans être toujours nécessaires.

Cette partie de l'étude se fait surtout par des tracés de marges sur les tensions nominales.

Le tracé des marges de tensions est fait pour chaque élément du circuit d'exploitation, pour obtenir le maximum de renseignements.

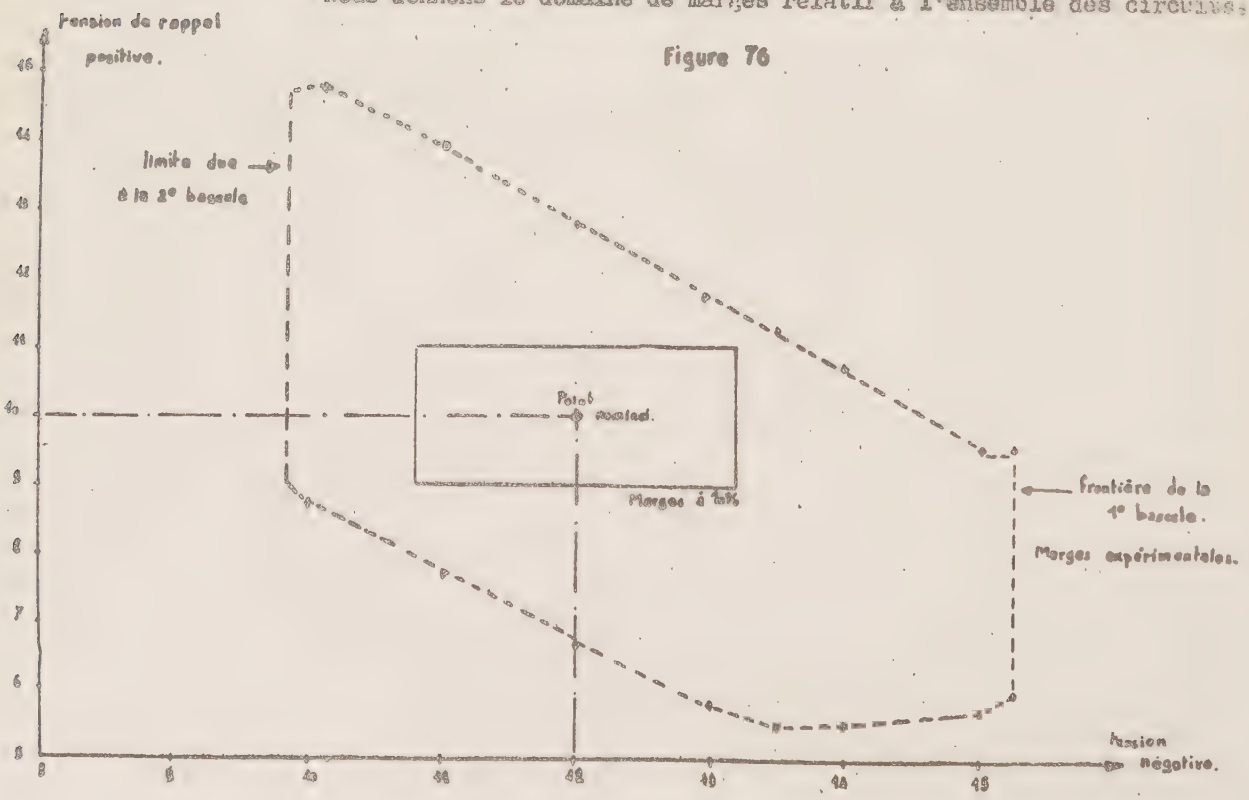
Pour l'amplificateur d'écriture, nous relevons le courant de sortie de l'amplificateur en fonction des tensions d'alimentation.

Pour l'amplificateur de lecture, seul élément linéaire du circuit, nous notons le courant attaquant la diode tunnel.

Enfin pour les bascules, nous traçons le domaine de fonctionnement pour des tensions d'alimentation variables. Ces éléments à seuil sont très sensibles aux variations de tensions d'alimentation. Cependant diverses astuces éliminent ce défaut (polarisation ajustée, diodes tunnel en parallèle)

Nous donnons le domaine de marges relatif à l'ensemble des circuits.

Figure 76



### 7.2.3. Perturbations extérieures

En dehors de la température, d'autres perturbations peuvent affecter le fonctionnement de la mémoire, les vibrations mécaniques et les parasites électriques.

#### 7.2.3.1. Vibrations mécaniques

Le fil de la ligne à retard est fixé sur le boitier d'une manière assez souple par les supports en caoutchouc ; il est donc sensible aux chocs et vibrations. Deux types d'essais ont été faits : détermination de la résistance aux chocs hors fonctionnement et influence des vibrations sur le fonctionnement (localisation des points sensibles).
Les essais en fonctionnement consiste à envoyer des informations dans la mémoire, puis à les lire et les comparer au code origine fig.77

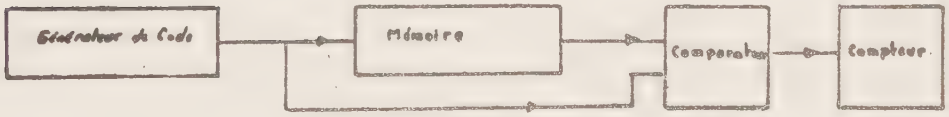



Figure 77

Les premiers essais sur table vibrante montrent la robustesse des lignes à retard. Aucune détérioration n'est observée pour des chocs de 20 g d'accélération.

La seconde série d'essais donne des résultats assez variés. Nous en tirons les conclusions suivantes :

- les chocs influent sur le fonctionnement de la mémoire ; nous observons des signaux parasites assez importants pour sensibiliser les bascules à diode tunnel et par suite modifier les codes binaires introduit en mémoire.
- les points sensibles se situent surtout au niveau des transducteurs.
- Cependant, en étudiant correctement l'implantation

de la ligne dans son boitier ; en maintenant le fil serré vers les transducteurs, l'effet des chocs diminuent. Notons que sur le bâti d'une imprimante, les vibrations n'ont pas d'influence sur la marche de la mémoire.

En résumé, les vibrations et les chocs influent sur le bon fonctionnement des lignes à retard. Cependant, il ne s'agit pas là d'un obstacle majeur à l'emploi de ces mémoires. Leur mode de suspension dans la machine évite des perturbations nuisibles.

#### 7.2.3.2. Parasites électriques

L'influence des parasites électriques extérieurs est sensible en sortie. Les signaux de sortie sont de faible niveau et la détection est extrêmement précise. Il est donc facile de perturber le signal de sortie et de déclencher les bascules à diodes tunnel.

Par conséquent quelques précautions sont nécessaires. Deux solutions sont adoptées, pour la protection de la mémoire contre les parasites électriques :

1) nous blindons la liaison transcodeur de sortie-amplificateur de lecture. Nous utilisons un câble bifilaire blindé, la gaine et un conducteur sont mis à la masse commune de la mémoire. Cette solution chère (connecteurs bifilaires et câbles) permet de séparer la ligne des circuits d'exploitation.

2) Nous incorporons les circuits de lecture dans le boitier de la ligne. Dans ce cas, les liaisons sont courtes, et le boitier assure le blindage des diodes tunnel. Nous adopterons cette solution toutes les fois que ce sera possible.

## 7.3. Essais de la mémoire

Il est nécessaire de se familiariser avec les problèmes posés par les mémoires à magnétostriction lors de leur utilisation. Nous avons réalisé une maquette d'essais à cette usage ; elle nous permet, dans un cas très proche d'une exploitation réelle, d'avoir des renseignements précis sur le fonctionnement de la mémoire.

### 7.3.1. Principe de la maquette

- Le mode d'exploitation choisi est le codage RZ
- Une horloge extérieure synchronise la mémoire et les circuits de commande
- Nous contrôlons le fonctionnement de la mémoire ; une visualisation affiche la nature et le nombre de défauts détectés.

Décrivons le fonctionnement logique de ce simulateur de mémoires à magnétostriction, dont le schéma est le suivant (figure 78 )

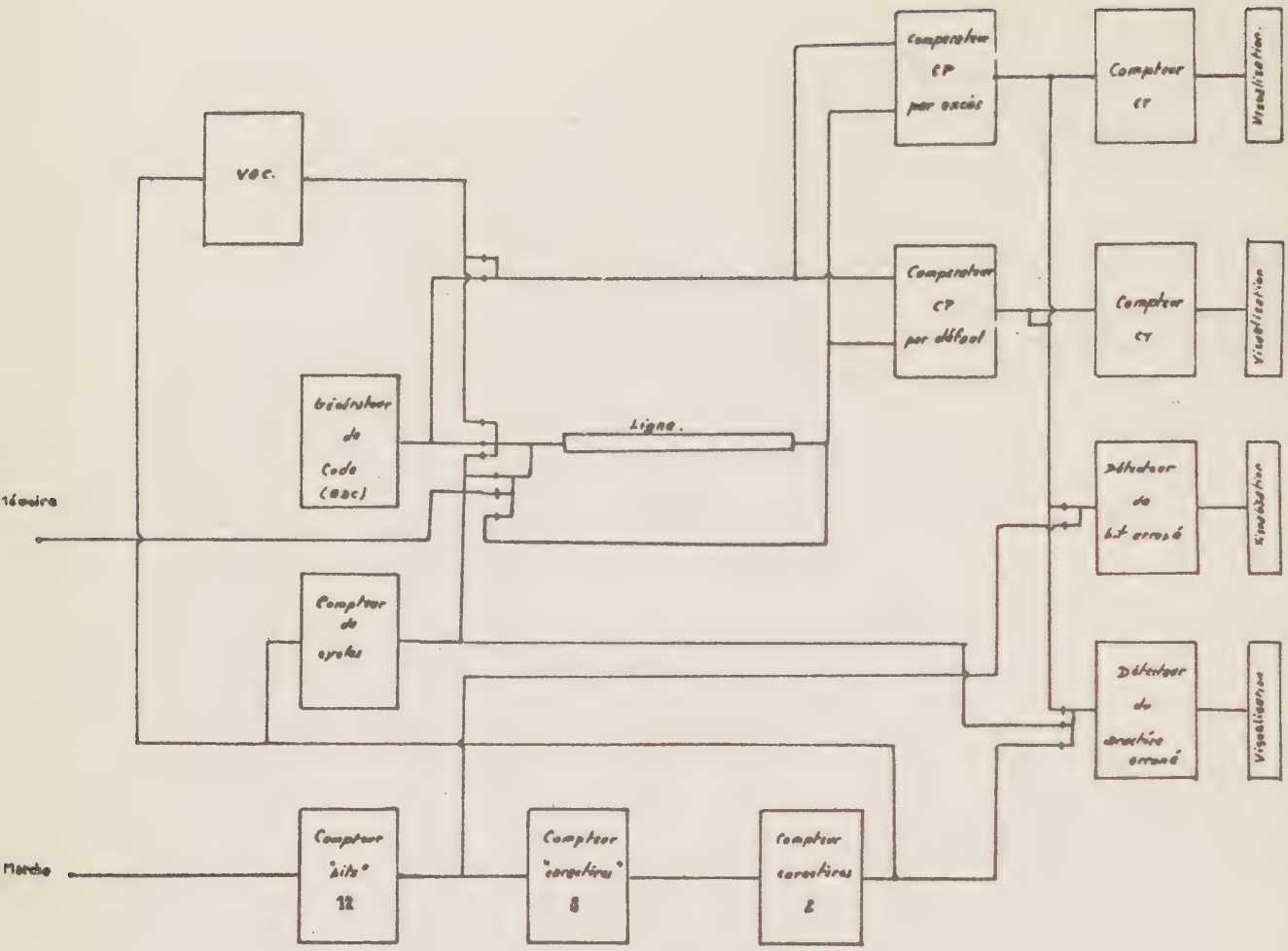



Figure 78

- Circuits connectés à la mémoire

Nous voulons introduire un nombre entier de caractères de 12 bits, soit au total 16 fois 12 bits.
Nous lisons les informations en sortie de mémoire et nous les comparons à celles introduites.
Différents cas sont possibles : 1) la mémoire est lue au premier cycle, donc la ligne à retard est utilisée en temps que telle.

2) la mémoire est chargée une fois, puis la lecture se fait sans effacement à chaque cycle.

3) les informations sont introduites, puis circulent pendant quatre cycles et sont ensuite effacées. Nous lisons à chaque cycle.

Ces trois cas nous permettent d'étudier les origines des défauts.

Les informations sont créés par un générateur de code (GDC). Le code délivré est positionné sur le pupitre de commande. L'introduction du code en mémoire sera validé par un circuit de commande VGC.

En sortie de la mémoire, nous trouvons les organes comparateurs CP.

La comparaison se fait, bit par bit en série sur 12 positions, entre le code d'entrée et le code lu en sortie.

Il est indispensable, que la ligne ait un retard multiple de 12 périodes du rythme pour permettre cette comparaison série. Ses erreurs sont comparées par excès ou par défaut.

Chaque comparateur est suivi d'un compteur à 100 (CT), qui affiche le nombre d'erreurs sur le pupitre.

Un autre organe détecte le numéro de caractère, où se produit l'erreur et l'affiche. Enfin la détection de défaut visualise le bit erronné.

Pour réaliser ces fonctions, il y a un certain nombre de circuits de commande. En particulier nous utilisons des compteurs, qui repèrent la position des caractères et des bits, dans le temps. De plus, ils commandent les différentes validation : comparaison, rebouclage en mémoire etc...

### 7.3.2. Essais en maquette

Cette maquette nous permet d'effectuer un grand nombre d'essais sur le fonctionnement de la mémoire.

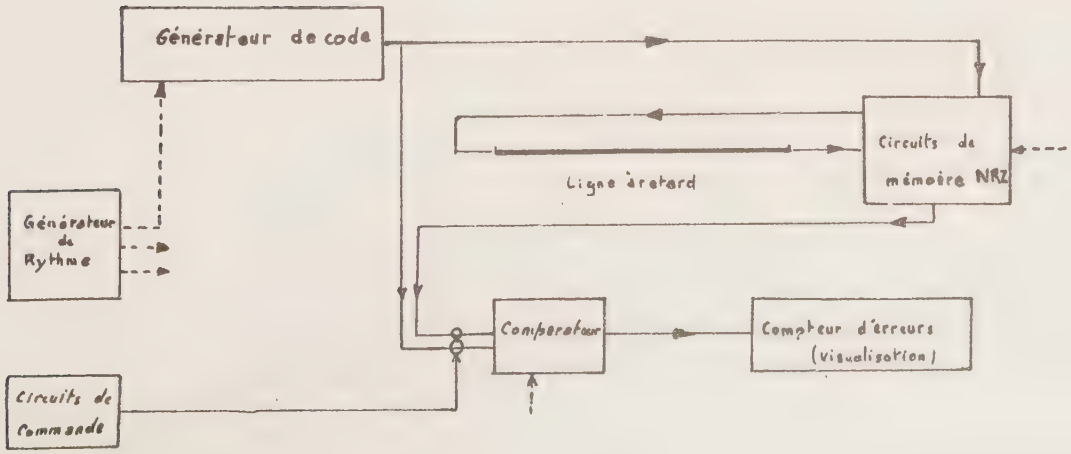
- Nous étudions pour chaque type de lignes les code défavorables. En effet, les signaux de sortie de la ligne présent et des déformations, qui peuvent nuire à l'exploitation surtout dans le cas où les signaux ne sont pas isolés.

- La maquette étant munie d'une alimentation régulée margeable, nous effectuons les essais de marge des tensions d'alimentation.

- Les essais effectués nous montrent que les résultats donnés par le fonctionnement de la mémoire en ligne à retard sont assez précis pour éviter les autres essais.

Cette dernière remarque, nous conduit à réaliser une maquette d'essai plus simple pour l'exploitation NRZ. Il s'agit simplement d'un générateur de code fournissant les informations à la mémoire ; nous gardons aussi le système de détection des erreurs. Le schéma de la maquette figure ci-dessous.

Figure 79



## 8 - UTILISATION LOGIQUE D'UNE MEMOIRE CIRCULANTE

La mémoire à magnétostriction a une structure très différente des mémoires numériques classiques à tores. Son exploitation logique en est très différente par ses possibilités de codage,son adressage et son temps d'accès.

### 8.1. Codage

Les divers codages utilisables ont été vus dans le chapitre 6. Retenons que le mode RZ convient particulièrement à des mémoires de performances moyennes Sa sureté de fonctionnement est très grande.

Le mode NRZ double la capacité de stockage de la mémoire ; mais la technologie nécessaire doit être deux fois plus rapide qu'en RZ. Cependant pour des mémoires performantes, ce codage est très précieux ; et le prix de revient du bit est encore abaissé dans ce mode d'exploitation.

### 8.2. Adressage

La mémoire circulante reçoit et délivre des informations en série uniquement De plus, en rebouclage, les informations circulent en permanence et il faut repérer le caractère à lire, ainsi que les zones vides pour introduire d'autres informations : c'est l'adressage. Il est dit séquentiel par opposition à l'adressage aléatoire des mémoires à ferrites ; car dans notre cas l'introduction et l'extraction se déroule toujours dans le même ordre.

Divers adressages sont possibles pour une mémoire à magnétostriction.

#### 8.2.1. Adressage séquentiel par compteur

Ayant défini la longueur d'un caractère, c'est-à-dire le nombre de bits du caractère, nous découpons les lignes en intervalles élémentaires égaux à 1 caractère.

A un instant donné, la mémoire peut se représenter comme une droite découpée en segments élémentaires, ou cycles mineurs correspondants à la position du caractère.

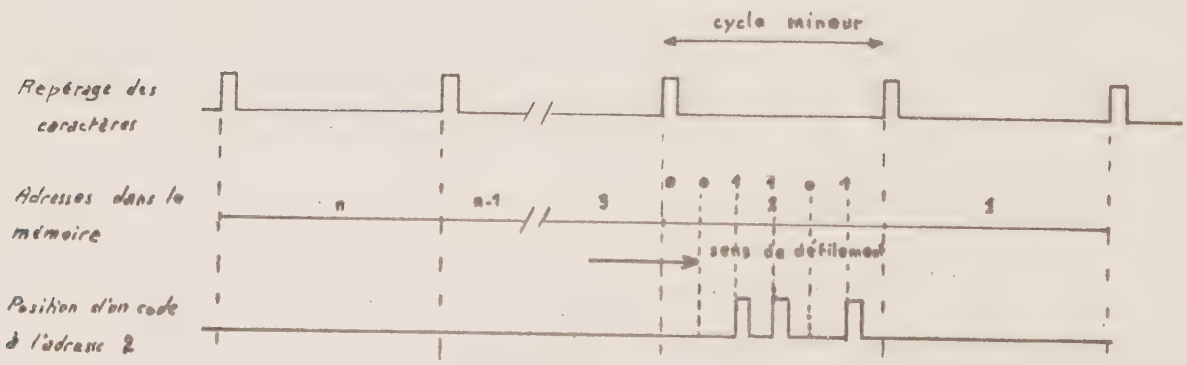



Figure 80

Affectons à chaque caractère, un numéro d'ordre croissant, dans le sens inverse de celui de propagation des informations, l'adresse-temps du caractère. Nous disposons d'un compteur d'adresse. Son fonctionnement est synchronisé sur la mémoire par le rythme principal de la mémoire. Ainsi à chaque instant, le compteur affiche l'adresse du caractère exploitable. Le problème est plus complexe en réalité ; il y a lieu de prévoir un décalage d'une adresse dans le sens de la progression entre le compteur et l'adresse-temps du caractère dans la ligne, afin de disposer d'un certain temps pour effectuer les fonctions logiques sur l'information. Ainsi à chaque instant, nous connaissons la position d'un caractère par son adresse-temps. Cette donnée est très souvent l'information, qui figure dans le programme enregistré de la machine à la place du caractère lui-même. Donnons un exemple concret d'utilisation de l'adresse-temps.

Dans le programme, figure l'instruction élémentaire suivante : transfert de l'opérande 128 de la mémoire vers un registre de calcul K. Le nombre 128 est l'adresse-temps du caractère désiré. Au moment où; l'instruction ci-dessus est demandée, l'adresse présente en sortie de ligne est quelconque. Nous gardons alors en mémoire l'adresse temps 128 et le compteur d'adresse évolue à chaque cycle mineur. Lorsque l'adresse affichée coïncide avec celle du compteur, nous positionnons les circuits de commande d'extraction; et, au cycle mineur suivant, le signal est lu et transféré dans le registre K. Fig.81

Ce mode d'adressage est utilisé dans un projet de mémoire centrale à magnétostriction.

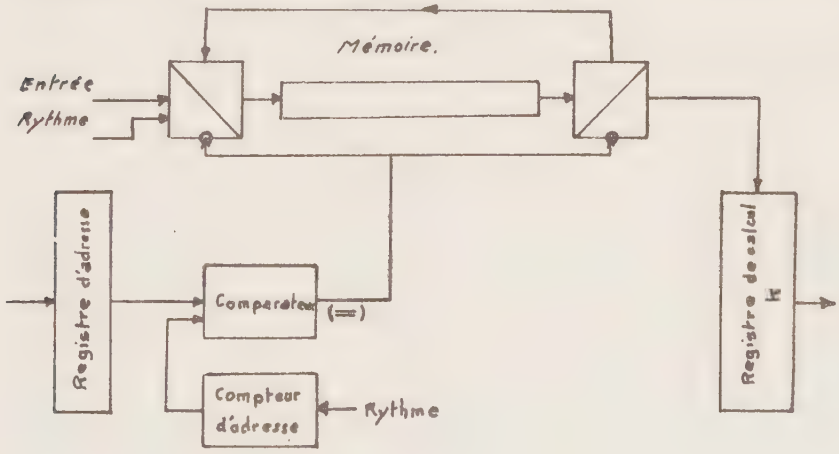



Figure 81

Remarques

- Cet adressage est du type par caractère, nous travaillons que sur un seul caractère à la fois. Cependant rien n'empêche d'opérer sur un groupe de caractères, appelé un mot. Le découpage en temps de la ligne est fait suivant des segments égaux à N caractères ; c'est l'adressage par mot.

.../

- dans les deux cas, il est évident que la mémoire doit avoir une capacité de stockage égale à un nombre entier, soit de caractères, soit de mots

- souvent, la capacité d'une seule mémoire est insuffisante. Pour l'augmenter nous groupons un certain nombre de lignes fonctionnant toutes en synchronisme . Dans ce cas, un caractère sera repéré par son adresse-temps mais aussi par le numéro de la mémoire, l'adresse ligne, ainsi dans une instruction de programme, une information sera repérée par une instruction complète donnant l'adresse-temps et l'adresse-ligne.

- Une variable de cette adresse consiste à remplacer le compteur d'adresse par une ligne à retard organisée en registre compteur, qui définit l'adresse du cycle mineur suivant. Un circuit à coïncidence la relie à la mémoire proprement dite.

8.2.2. Utilisation des codes bornes

Dans le cas, où la mémoire fonctionne en adressage par mots, il est parfois commode de repérer les informations par des caractères particuliers, définissant le mot suivant et sa longueur. Ces caractères spéciaux sont appelés des drapeaux ou codes bornes, ils ont des structures diverses.

Une première méthode consiste à utiliser les caractères et leur ajouter un bit supplémentaire pour créer les drapeaux. Ainsi un mot de n caractères à 6 bits sera repéré par un caractère quelconque à 6 bits, auquel nous aurons ajouté un 7ème bit non nul. Ce qui donne $2^6 = 64$ drapeaux possibles.

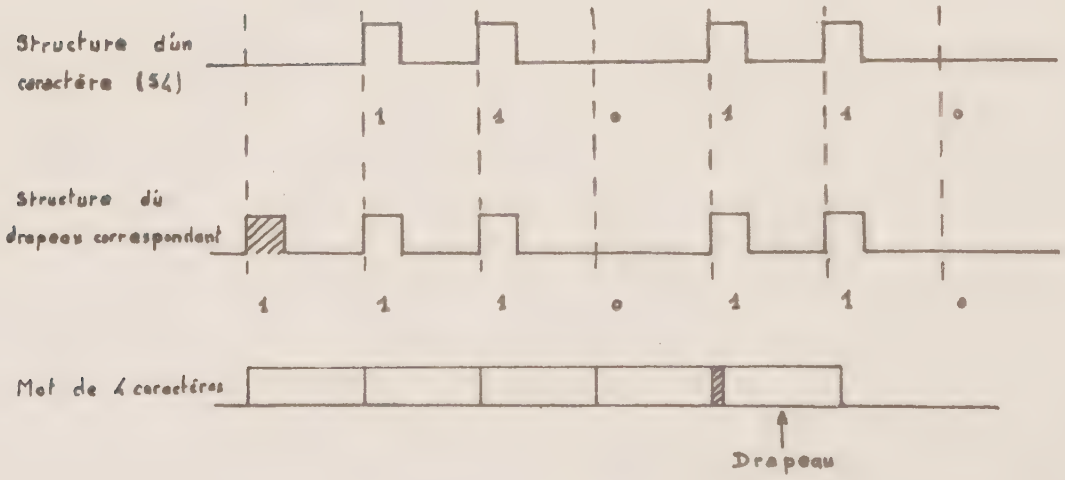



Figure 82

.../

Une autre solution utilise quelques profils binaires non employés dans le codage des informations en langage machine. Ainsi, si un caractère quelconque est représenté en mémoire par 7 bits, nous avons $2^7 = 128$ signes possibles. Si nous utilisons en fait 120 caractères, seulement nous disposons de 8 codes de 121 à 128 pour les drapeaux. Les codes drapeaux auront par conséquent les quatre poids forts égaux à 1.

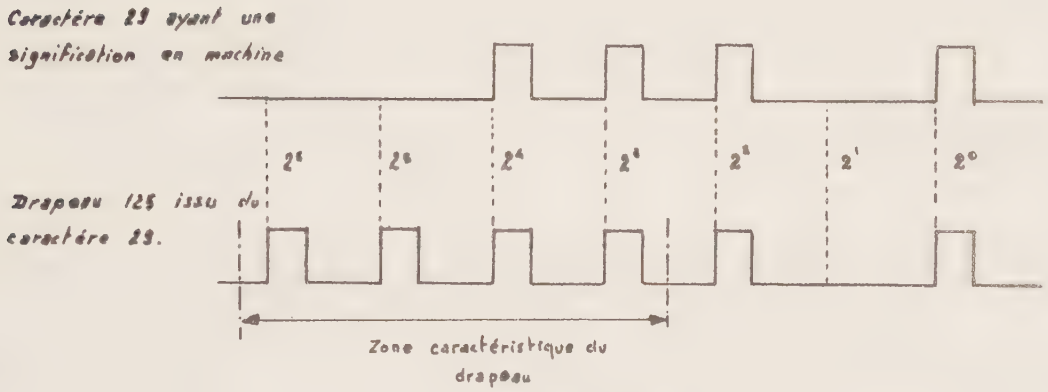



Figure 83

Les drapeaux peuvent s'utiliser de plusieurs manières :

Dans certains cas, nous n'adressons pas le mot, mais le drapeau, qui le précède. Celui-ci indique donc le mot adressé et sa longueur La mise en place du code borne se fait à l'introduction du mot.

Dans d'autres cas, le drapeau indique simplement le mot adressé. L'exploitation du mot cesse dès l'arrivée du code borne du mot suivant.

### 8.2.3. Repérage des mots par un bit drapeau

Ce mot d'adressage simple convient particulièrement bien, lorsque l'exploitation de la ligne est parfaitement cyclique. Nous l'utilisons dans le projet développé dans le paragraphe 8.4. Exposons brièvement ce mode de repérage.

Nous inscrivons le premièr caractère dans la ligne et nous lui ajoutons un 8ème bit égal à 1 et l'introduction du second caractère, nous effaçons ce bit et nous le transférons derrière le second. Ainsi le 8ème bit égal à 1 progresse d'un caractère à chaque introduction. Lorsque la mémoire est pleine, ce repère se situe entre le dernier et le premier caractère introduit. La lecture est facilitée par le fait que nous lisons d'un bloc le contenu de la mémoire. L'extraction démarrera après la détection du bit repère, qui signale "le début" de la mémoire.

.../

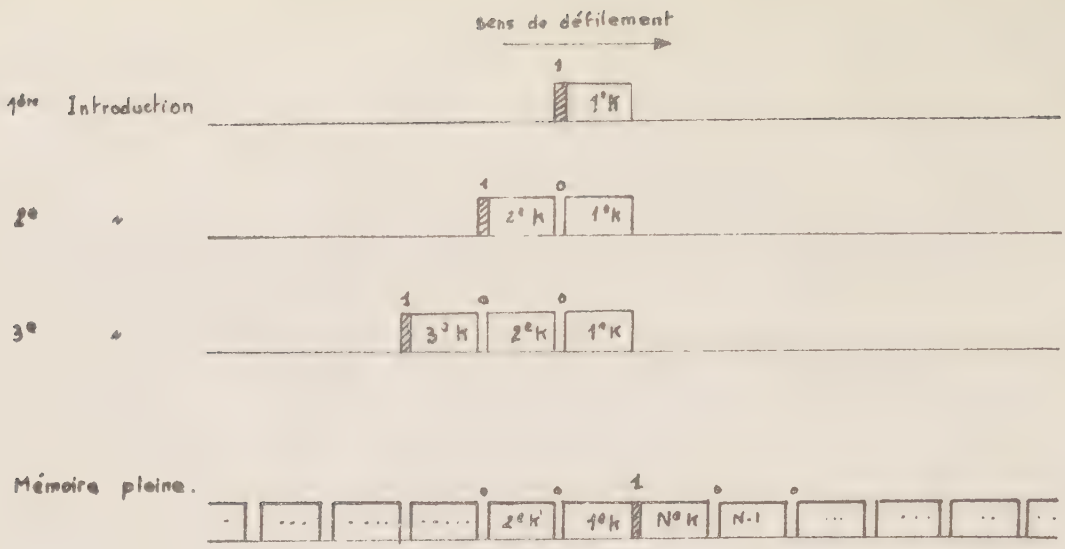



Figure 84

Il apparaît que l'intervalle de temps entre l'apparition du bit significatif et le premier bit du caractère intéressé est faible. Il faut effectuer dans ce laps de temps, les différentes commandes permettant l'exploitation du caractère. Pour cela, nous disposons soit de circuits de commande plus rapides que les circuits de position, soit d'une durée plus grande en introduisant un circuit retardateur entre le détecteur du bit significatif et les circuits d'exploitation. La première solution est toujours délicate, nous avons adopté la seconde dans notre projet. C'est le rôle de la bascule $B_u$.

## 8.3. Temps d'accès, capacité

Ces deux notions sont les paramètres les plus importants de la mémoire pour l'utilisateur.

Evidemment nous recherchons toujours la mémoire susceptible de stocker le maximum d'information. Dans les mémoires à magnétostriction, la capacité est celle de la ligne. Nous savons logé au maximum 8000 bits par ligne. Mais le groupement de plusieurs lignes est facilement utilisable. Dans ce ca la capacité de la mémoire est égale au produit de la capacité d'une ligne par le nombre de lignes. Nous pouvons obtenir des mémoires de 64.000 caractères de 7 bits.

Remarque

Le groupement des lignes peut se faire de deux manières :

- groupement parallèle, c'est-à-dire que le caractère à 7 bits est introduit sur 7 mémoires en parallèle et les caractères circulent en série. Les caractères peuvent être groupés alors par mot.

- groupement série, les bits du caractère sont en série dans une des lignes ainsi que les caractères. Lorsqu'une ligne est pleine, nous chargeons la suivante ainsi de suite.

Dans le paragraphe 8.3.1. nous devinons l'importance du temps d'accès, c'est-à-dire le temps écoulé entre la demande d'un caractère et la réception du caractère dans le registre de sortie de la mémoire. Dans le cas d'une mémoire circulante, nous définissons le temps d'accès moyen, car le temps d'accès réel est très variable. Le caractère recherché peut aux cas extrêmes, être immédiatement disponible : temps d'accès égal au temps de réponse des circuits ; ou le caractère doit parcourir toute la ligne avant d'apparaitre en sortie : temps d'accès égal ou retard de la ligne plus le temps de réponse des circuits. Ainsi le temps moyen est alors défini comme la moitié du retard de la ligne, étant donné, que le temps de réponse des circuits est toujours négligeable devant le retard.

Notre mémoire est donc définie par le temps d'accès moyen, que nous cherchons à diminuer pour accèlérer la vitesse de calcul de la machine. Nous voyons ici l'importance du mode NRZ, qui pour une capacité donnée divise par deux le retard de ligne, donc le temps d'accès.

A l'aide de ces deux grandeurs, nous pouvons placer une mémoire quelconque dans la gamme de ces éléments éxistant et même en définir les possibilités d'utilisation.

## 8.4. Présentation d'un avant projet complet de mémoire tampon à magnétostriction

Situons le problème. Un équipement électronique de traitement de l'information se compose de deux groupes d'organes : au centre l'unité centrale comprenant la mémoire et les circuits de commutation de traitement. Autour, nous avons les mémoires auxiliaires de grande capacité (mémoires à ruban, à disques et tambours magnétiques) et les organes périphériques d'entrée et sortie. Fig.85

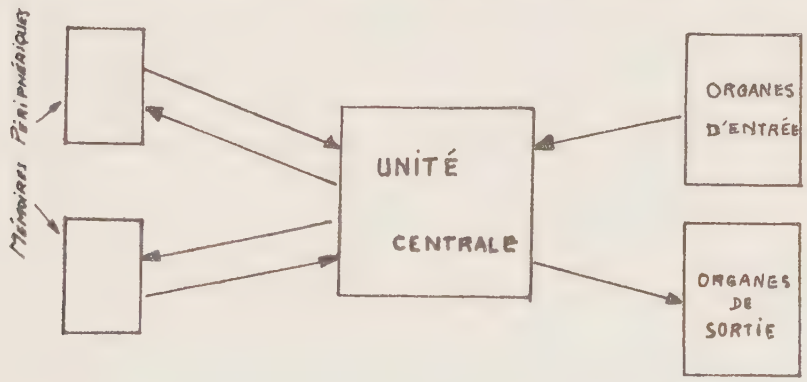



Figure 85

Actuellement, la vitesse de traitement de l'unité centrale totalement électronique est supérieure à celle des organes d'entrée sortie électromécaniques (Imprimante, machine à écrire lectrice et perforatrice de cartes). Il convient donc pour libérer la mémoire du calculateur de placer entre l'unité centrale et les organes périphériques des mémoires,dites tampon,qui adaptent les vitesses des éléments.

.../

Nous nous sommes intéressés à la mémoire tampon d'une imprimante. Examinons le principe de la connexion de l'imprimante au calculateur par la mémoire tampon.

Supposons la mémoire du calculateur chargée de résultats à imprimer d'une part et l'imprimante prête à travailler d'autre part.

L'organe d'impression prévient le calculateur, qu'il est prêt à recevoir les résultats, par un signal de demande de transfert de caractères. Le calculateur envoie un caractère sur 7 bits en parallèle dans le registre d'entrée de la mémoire, l'exploration série du registre introduit l'information en mémoire avec un 8ème bit repère, dont nous avons précisé l'utilité dans le paragraphe 5.2.3. A cet instant, la mémoire redemande en caractère par un signal identique au premier, auquel le calculateur répond par l'envoi d'un second caractère. Il est introduit en mémoire derrière le premier. Ainsi de suite, jusqu'à ce que la mémoire soit pleine.

La cadence d'entrée des informations en mémoire tampon est fonction du temps d'extraction en mémoire centrale et du temps d'accès de la mémoire magnétostrictive. En effet, pour placer les caractères les uns derrière les autres, nous devons effectuer un cycle mémoire entre chaque introduction En fait, la vitesse d'introduction dans la mémoire est inférieure à celle du calculateur, mais supérieure à celle d'impression.

Quand la mémoire est pleine, les organes mécaniques d'impression peuvent alors fonctionner. Nous avons un tambour portant autant de roues que de colonnes du papier. Chaque roue porte à sa périphérie les caractères à imprimer. Le tambour tourne à vitesse constante et la frappe se fait à la volée. Un registre délivre le code binaire correspondant au caractère qui va passer devant le papier. Nous comparons ce code au contenu de la mémoire. Lorsque la comparaison indique EGAL, nous positionnons un registre qui attaque l'outil de frappe correspondant à la colonne, qui porte le caractère et la frappe s'effectue. Nous voyons la nécessité de repérer la colonne, ceci se fait d'abord par "la mise en page" dans la mémoire de l'unité centrale et par le repérage de l'adresse du caractère dans la mémoire tampon.

Ceci correspond à l'organisation donnée dans le schéma de la figure.86

Les problèmes de temps sont assez faciles à résoudre grâce à la souplesse d'emploi de la mémoire : son retard est facilement ajustable.

Cet exemple d'utilisation de la mémoire à magnétostriction montre, qu'elle convient bien à l'adaptation de l'électronique à l'électromécanique.

.../

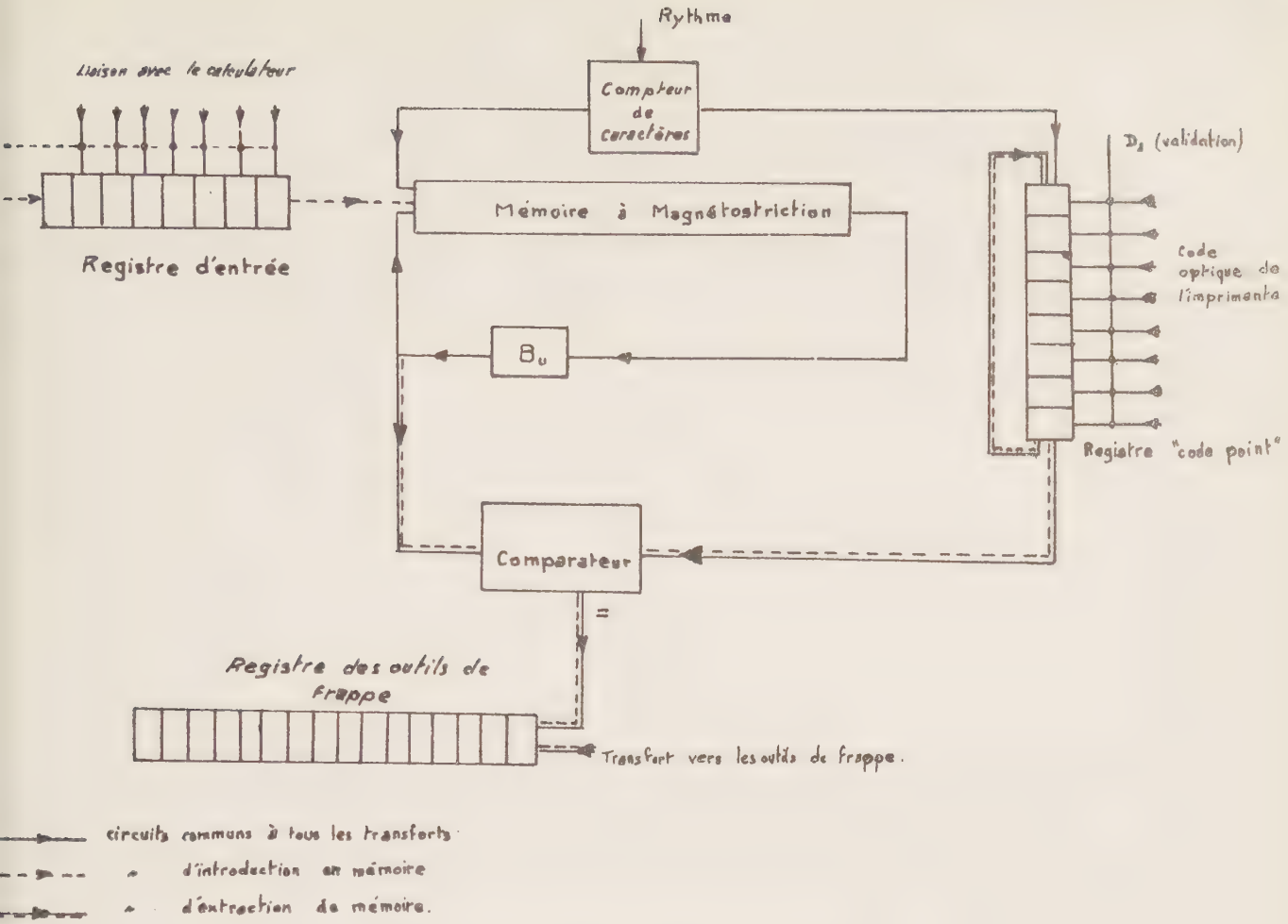



Figure 86

Le schéma ci-dessus représente les circuits de position (circuits,où l'in-
mation circule).Pour réaliser les transfertsde caractères,nous devons avoir des
cuits,dits de "commande".Définissons les rapidement.

-Il est nécessaire de commander toutes les fonctions à des instants précis;
si,nous utilisons un circuit de synchronisation lié au rythme.

-L'appel du caractère et sontransfert dans le registre d'entrée sont comman-
par des circuits gèrant la liaison avec le calculateur.

-De même,l'entrée en mémoireest autorisée par une bascule,qui réalise le décalage
bit repère.

-Au moment de l'extraction,des circuits chargent le registre"code-point".Ainsi
prochain caractère à imprimer est disponible pour la comparaison.Elle est permise
les mêmes circuits.

Pour compléter l'exposé, signalons aussi qu'il se pose des problèmes de temps.
s ne les abordons pas sous peine d'allonger le sujet.Des circuits "unificateurs"
chronisent les liaisons vers les éléments extérieurs avec le rythme de la mémoire.

## 9 - AUTRES APPLICATIONS DES LIGNES A MAGNETOSTRICTION

En dehors de l'application aux mémoires numériques, les lignes à retard s'utilisent souvent dans les calculatrices à fonctionnement série. Elles permettent de réaliser des opérations simples. Nous donnons quelques types d'applications à titre documentaire.

### 9.1. Additionneur binaire série

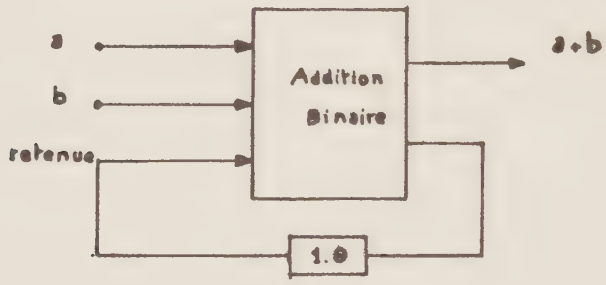



Figure 87

Nous injectons simultanément les nombres a et b sous forme de trains de bits de poids binaires croissants. L'addition se fait bit par bit et la retenue est réinjectée sur la 3ème entrée après avoir été retardée d'une période.

### 9.2. Compteur série

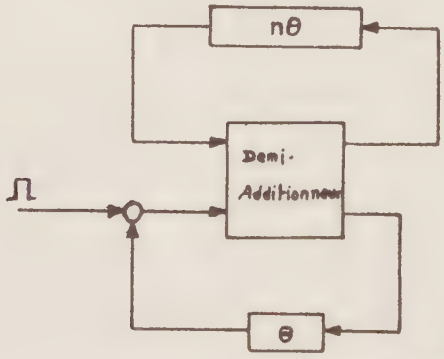



Figure 88

Ce circuit permet d'ajouter un bit de plus petit poids au contenu du registre dynamique constitué par la ligne à retard $n\theta$ . L'addition est effectué par un demi-additionneur.

.../

## 9.3. Multiplicateur série

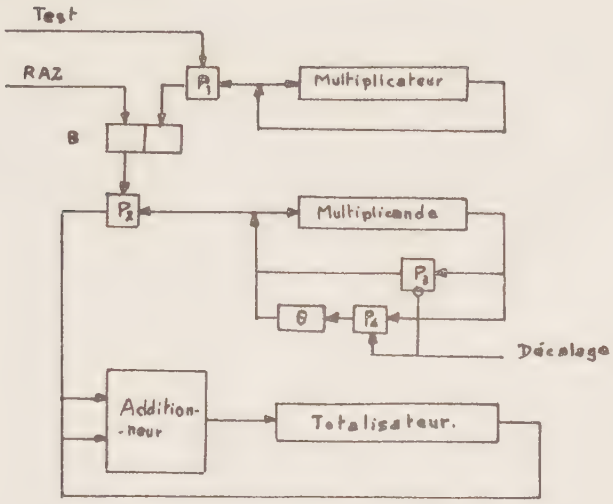



Figure 89 a

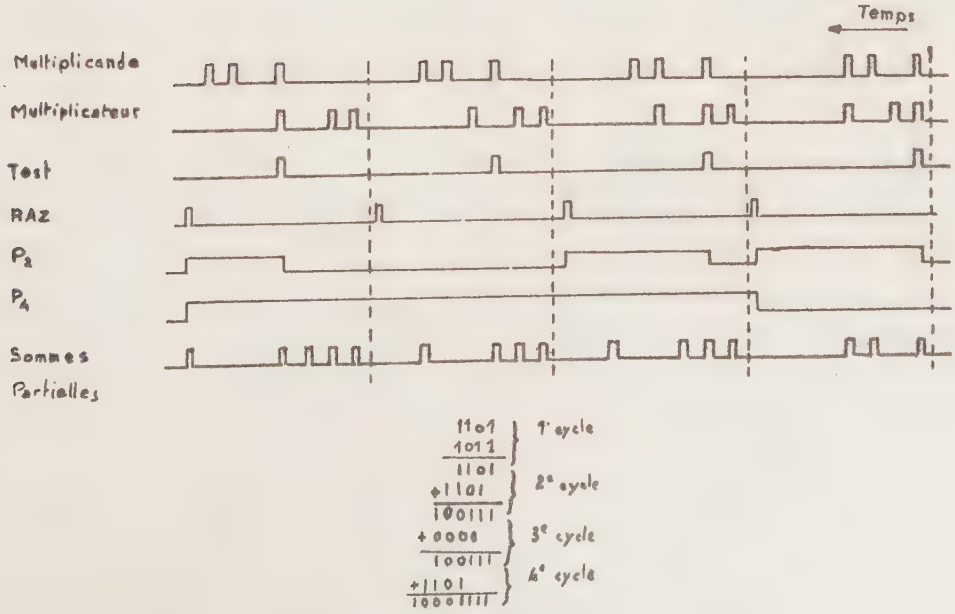
Nous introduisons le multiplicande et le multiplicateur de N bit dans deux registres à circulation de capacité 2 N bits.

Le multiplicateur est testé dans l'ordre des poids croissants par une impulsion de période $(N + 1)\theta$

Si le bit testé est égal à 1 la bascule B ouvre la porte P2 par laquelle le multiplicande est envoyé au totalisateur. Pendant ce temps, nous retardons le multiplicande d'une retard unitaire par le jeu des portes P3 et P4. A la fin de chaque cycle mineur la bascule B est remise à zéro. Les produits partiels se totalisent comme le montre la figure, sur l'exemple

$$1101 \times 1011 = 10001111$$

Figure 89 b



# CONCLUSION

En résumé, j'insiste sur les progrès apportés au développement des lignes à retard magnétostrictives par mes travaux.

Dans la première partie de l'exposé, je note les points suivants:

- les lignes à retard magnétostrictives classiques( type à"onde longitudinale" ) présentaient des performances moyennes, que j'ai considérablement améliorées. D'une part,les traitements des fils magnétostrictifs permettent de réaliser des lignes longitudinales plus performantes.
D'autre part, l'emploi des ondes de torsion, que je préconise, autorise un nouveau progrés de ces lignes à retard.
Ce mode de propagation a été rendu possible grâce à la mise au point du convertisseur de mode.La majeure partie de mes travaux est consacrée à l'étude de ce dispèsitif original et à son application aux lignes de grands retards. J'ai abouti à des résultats intèressants:
- le retard maximum a été porté à 4000 µs , la fréquence maximum à 2 MHz et la capacité ,à 8000 bits.

-les lignes magnétostrictives,que je présente , possèdent maintenant des avantages importants: souplesse de règlage, robustesse et fiabilité. Leur encombrement réduit et leur stabilité en température sont obtenues en appliquant aux fils des traite- - ments thermiques nouveaux.

Les résultats présentés permettent de considérer la ligne à retard magétostrictive comme un nouvel élément couvrant une gamme de retard allant de quelques microsecondes à plusieurs millisecondes.

La seconde partie de mon étude est centrée sur l'application des lignes à retard magnétostrictives aux mémoires numériques.Au cours de l'exposé, je dégage les principes de base présidant au fonctionnement de ce type de mémoire.

.../

- les différents [illegible]
- la mémoire circulante a ligne à retard est une boucle, formée par la ligne et des circuits électroniques, dans laquelle l'information circule indéfiniment.

- les circuits associés nécessitent la présence d'un rythme définissant la position des informations dans le temps. Le bon fonctionnement de la mémoire dépend en premier lieu de la stabilité du rythme.

- les éléments à semi-conducteurs, en particulier les diodes tunnel, apportent des solutions élégantes aux circuits.

- la fiabilité de cette mémoire est au moins égale à celle des circuits électroniques

Du point de vue du fonctionnement logique, je rappelle les remarques:

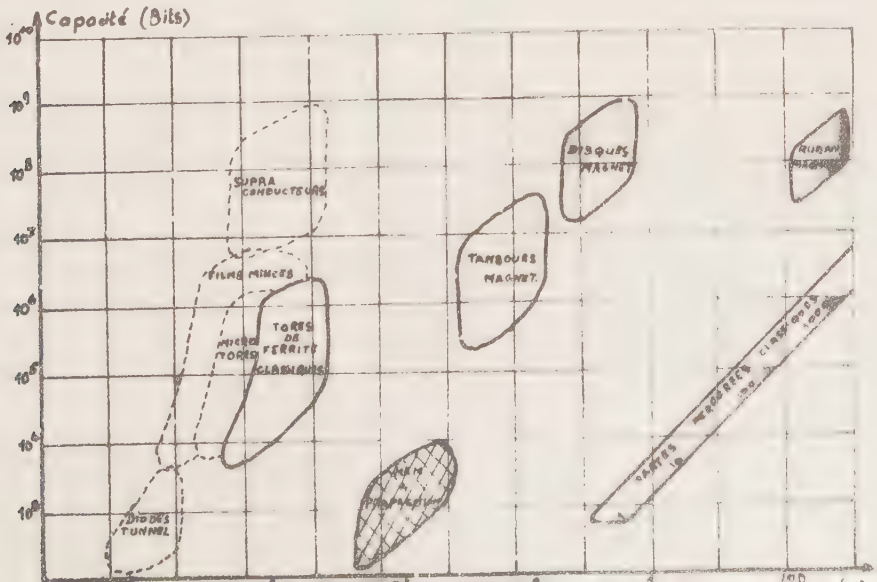
- l'exploitation des mémoires circulantes est obligatoirement du type série. Leur adressage est séquentiel.

- la capacité est comprise entre 10 et 8000 bits par mémoire. Le temps d'accès moyen, relativement long, est égal à la moitié du retard de la ligne.

- la mémoire est "destructible", par opposition aux mémoires dans lesquelles l'information subsiste malgré les coupures de tension d'alimentation.

- le prix de revient par bit de la mémoire est nettement inférieur à celui des mémoires à tores de ferrite.

La place de ces mémoires dans la gamme de ces dispositifs est définie par les deux paramètres capacité et temps d'accès. Leur position dans le diagramme de la figure, montre que ces mémoires se placent bien entre l'électronique et l'électromécanique.



Annexe I

## Détermination thermodynamique du coefficient de magnétostriction.

Appelons A l'énergie de magnétisation
U l'énergie emmagasinée dans l'unité de volume du corps
Q la quantité de chaleur
I l'intensité de magnétisation

Nous pouvons écrire :

$$dU = dQ + dA$$

Or, la variation d'entropie du système est $dS = \frac{dQ}{dT}$ ,(T, température ) et l'énergie de magnétisation s'écrit: $dA = H.dI$ .(Travail des forces magnétiques )

D'où $$dU = TdS + HdI$$

Lorsque le volume varie au cours d'une transformation thermodynamique, nous ajoutons le terme $p\frac{dv}{v_0}$ (p, pression; dv, variation de volume ; $v_0$ volume initial)

Pour résoudre les relations de magnétisme, nous utilisons plus particulièrement les deux fonctions thermodynamiques suivantes:

l'énergie libre du système, $F = U - TS$
le potentiel thermodynamique, $\varphi = F - HI + p\frac{dv}{v_0}$

Leur forme différentielle est plus intéressante.

$$dF = -SdT + HdI - p\frac{dv}{v_0}$$

$$d\varphi = -SdT - IdH + \frac{vdp}{v_0}$$

Appliquons ces relations à la magnétostriction, en prenant T et H comme deux variables indépendantes:

d'où $$\left(\frac{\partial\varphi}{\partial p}\right)_{T,H} = \frac{v}{v_0} \qquad \left(\frac{\partial\varphi}{\partial H}\right)_{T,p} = -I$$

Dérivons une seconde fois: $$\frac{\partial^2\varphi}{\partial p\,\partial H} = \frac{1}{v_0}\left(\frac{\partial v}{\partial H}\right)_{T,p} = -\left(\frac{\partial I}{\partial p}\right)_{H,T}$$

A température constante ,nous écrivons

$$\frac{1}{v_0}\left(\frac{\partial v}{\partial H}\right)_p = -\left(\frac{\partial I}{\partial p}\right)_H$$

Notons $\tau$ la tension par unité de surface appliquée à un élément linéaire; nous pouvons écrire:

$$\frac{1}{l_0}\left(\frac{\partial l}{\partial H}\right)_\tau = -\left(\frac{\partial I}{\partial \tau}\right)_H = \frac{1}{4\pi}\left(\frac{\partial B}{\partial \tau}\right)_H$$

Le premier terme de l'équation est le coefficient de magnétostriction ,par définition;d'où

$$\boxed{\lambda = \frac{1}{4\pi}\left(\frac{\partial B}{\partial \tau}\right)_H}$$

# ANNEXE 2

1 - Détermination de l'intégrale $\displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos\frac{kl}{2}}{\left(\frac{k^2l^2}{4}-\frac{\pi^2}{4}\right)} e^{jk\xi}\,dk$

Décomposons le dénominateur en fractions rationnelles

$$\frac{1}{\frac{k^2l^2}{4}-\frac{\pi^2}{4}} = \frac{1}{\pi\left(\frac{kl}{2}-\frac{\pi}{2}\right)} - \frac{1}{\pi\left(\frac{kl}{2}+\frac{\pi}{2}\right)}$$

d'où l'intégrale devient

$$\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos\frac{kl}{2}}{\frac{kl}{2}-\frac{\pi}{2}} e^{jk\xi}\,dk - \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos\frac{kl}{2}}{\frac{kl}{2}+\frac{\pi}{2}} e^{jk\xi}\,dk$$

Posons $\frac{k'l}{2} = \frac{kl}{2} - \frac{\pi}{2}$ dans la première intégrale et $\frac{k'l}{2} = \frac{kl}{2} + \frac{\pi}{2}$ dans la seconde. Ce changement de variable donne

$$-\frac{2e^{j\xi\frac{\pi}{l}}}{l\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin\frac{k'l}{2}}{k'} e^{jk'\xi}\,dk' - \frac{2e^{-j\xi\frac{\pi}{l}}}{l\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin\frac{k'l}{2}}{k'} e^{jk'\xi}\,dk'$$

Soit $J_1 = \displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin\frac{k'l}{2}}{k'} e^{jk'\xi}\,dk'$, d'où nous avons

$$-\frac{2}{l\pi}\left(e^{j\frac{\pi}{l}\xi} + e^{-j\frac{\pi}{l}\xi}\right) J_1 = -\frac{4}{\pi l}\cos\frac{\pi\xi}{l}\, J_1$$

$J_1$ est calculé dans les tables et vaut $J_1 = \pi\left[S\left(t-\frac{x}{c}+\frac{l}{c}\right) - S\left(t-\frac{x}{c}\right)\right]$ si $z = ct - x + \frac{l}{2}$

Ce qui donne

$$J_1 = -\frac{4}{l}\cos\left[\frac{\pi c}{l}\left(\frac{x}{c}-t-\frac{l}{2c}\right)\right]\left[S\left(t-\frac{x}{c}+\frac{l}{c}\right) - S\left(t-\frac{x}{c}\right)\right]$$

2 - Détermination de $\displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\frac{kl}{2}\cos^2\frac{kl}{2}}{\left[\frac{k^2l^2}{4}-\frac{\pi^2}{4}\right]^2} e^{jk\xi}\,dk$

La méthode de calcul est analogue à la précédente

$$\frac{\frac{kl}{2}}{\left(\frac{k^2l^2}{4}-\frac{\pi^2}{4}\right)^2} = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{1}{\left(\frac{kl}{2}-\frac{\pi}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{kl}{2}+\frac{\pi}{2}\right)^2}\right]$$

et nous posons $\frac{k'l}{2} = \frac{kl}{2} - \frac{\pi}{2}$ dans la première fraction et $\frac{k'l}{2} = \frac{kl}{2} + \frac{\pi}{2}$ dans la seconde. Ce changement de variable effectué, un calcul identique au précédent donne

$$-\frac{4}{\pi l^2}\sin\frac{\pi\xi}{l}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin^2\frac{k'l}{2}}{k'^2} e^{jk\xi}\,dk'$$

.../

Si $k = \frac{k'l}{2}$ l'intégrale $J_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin^2 \frac{k'l}{2}}{k'^2} e^{jk'\xi} \, dk'$ s'écrit

$$J_2 = \frac{l}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin^2 k}{k^2} e^{2j\frac{\xi}{l}k} dk$$

Or cette intégrale a été calculée et vaut

$$J_2 = \frac{\pi l}{2} \begin{cases} \left(1 - \frac{\xi}{l}\right) & \text{pour} \quad 0 < \frac{\xi}{l} < 1 \\ \left(1 - \frac{|\xi|}{l}\right) & \text{pour} \quad -1 < \frac{\xi}{l} < 0 \end{cases}$$

l'inégalité $0 < \xi < l$ est équivalente à $\frac{d}{c} < t < \frac{d}{c} + \frac{l}{c}$ d'où $\xi = ct - d$

l'inégalité $-l < \xi < 0$ équivaut à $\frac{d}{c} - \frac{l}{c} < t < \frac{d}{c}$

d'où l'intégrale devient

$$J_2 = \frac{\pi l}{2}\left[1 - \frac{c}{l}\left(\frac{d}{c} - t\right)\right]\left[S\left(t - \frac{d}{c} + \frac{l}{c}\right) - S\left(t - \frac{d}{c}\right)\right]$$
$$+ \frac{\pi l}{2}\left[1 - \frac{c}{l}\left(t - \frac{d}{c}\right)\right]\left[S\left(t - \frac{d}{c} - S\left(t - \frac{d}{c} - \frac{l}{c}\right)\right]$$

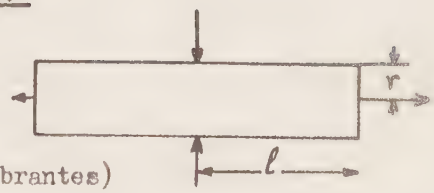
Or l'intégrale à calculer vaut $-\frac{4}{\pi l^2} \sin \frac{\pi \xi}{l} J_2$ , d'où

$$\frac{2}{l}\left[1 - \frac{c}{l}\left(\frac{d}{c} - t\right)\right] \sin\left[\frac{\pi c}{l}\left(\frac{d}{c} - t\right)\right]\left[S\left(t - \frac{d}{c} + \frac{l}{c}\right) - S\left(t - \frac{d}{c}\right)\right]$$
$$- \frac{2}{l}\left[1 - \frac{c}{l}\left(t - \frac{d}{c}\right)\right] \sin\left[\frac{\pi c}{l}\left(t - \frac{d}{c}\right)\right]\left[S\left(t - \frac{d}{c} - S\left(t - \frac{d}{c} - \frac{l}{c}\right)\right]$$

# ANNEXE 3

## Calcul des dispersions de vitesse

### Dispersion d'une onde longitudinale dans un fil droit




Le fil oscille en longitudinal à la pulsation
Sur la figure ci-contre, calculons le déplacement longitudinal

$$y = y_0 \sin \frac{\pi x}{2l} \sin \omega t$$

(voir équation des cordes vibrantes)

la tension longitudinale $\frac{\delta y}{\delta x} = y_0 \frac{\pi}{2l} \cos \frac{\pi x}{2l} \sin \omega t$

et alors la tension latérale $\frac{\delta z}{\delta x} = \frac{\sigma y_0 \pi}{2l} \cos \frac{\pi x}{2l} \sin \omega t$ $\left(\frac{\delta z}{\delta x} = \sigma \frac{\delta y}{\delta x} \text{ loi de Poisson}\right)$

On prend une fibre à la distance q de l'axe de longueur 2 l de surface $dS$, l'énergie potentielle à la traction crête est donnée par

$$\frac{1}{2}\,\frac{1}{2}\,2l\,dS\,E\left(\frac{y_0 \pi}{2l}\right)^2 \qquad \left(\frac{1}{2} E v \varepsilon^2\right) \text{ énergie élastique de traction}$$

La vitesse longitudinale crête est $\omega y_0$ d'où l'énergie cinétique, à la dilatation nulle, est:

$$\frac{1}{2}\,dS.2l.\rho \times \frac{1}{2}(\omega y_0)^2 \qquad \left(\frac{1}{2} m v^2 \text{ énergie cinétique}\right)$$

La tension latérale est telle que le déplacement latéral de la fibre à la distance q de l'axe est $q \frac{\sigma y_0 \pi}{2l} \cos \frac{\pi x}{2l} \sin \omega t$

La vitesse latérale est $\frac{\omega q \sigma y_0 \pi}{2l} \cos \frac{\pi x}{2l} \sin \omega t$ et l'amplitude crête est $\frac{\omega q \sigma y_0 \pi}{2l}$

L'énergie cinétique transversale au point de déplacement nulle est $\frac{1}{2}\,dS\,2l\rho\,\frac{1}{2}\left(\frac{\omega q \sigma y_0 \pi}{2l}\right)^2$

L'égalité de l'énergie cinétique et potentielle est

$$\frac{1}{2}\,\frac{1}{2}\,2l\,dS\,E\left(\frac{y_0 \pi}{2l}\right)^2 = \frac{1}{2}\,\frac{1}{2}\,dS\,2l\rho\left[(\omega y_0)^2 + \left(\frac{\omega q \sigma y_0 \pi}{2l}\right)^2\right]$$

où $$E\,dS\left(\frac{\pi}{2l}\right)^2 = dS\,\rho\left[\omega^2 + \frac{\omega^2 q^2 \sigma^2 \pi^2}{4l^2}\right]$$

On intègre sur la surface du fil $$E S \frac{\pi^2}{4l^2} = \omega^2 \rho S\left[1 + \frac{q^2 \sigma^2 \pi^2}{4l^2}\right]$$

d'où $$\int q^2\,dS = \frac{x^2}{2} S = k^2 S$$

et alors $$\frac{E}{\rho} = \left(\frac{2\omega l}{\pi}\right)^2 + \omega^2 k^2 \sigma^2$$

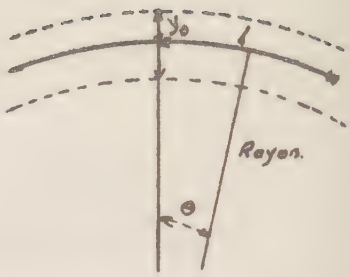
$$\frac{E}{\rho} = c_l^2 = v_l^2 + \omega^2 k^2 \sigma^2$$

d'où $$v_l \simeq c_l\left(1 - \frac{1}{2}\,\frac{\omega^2 k^2 \sigma^2}{c_l^2}\right) \quad \text{où} \quad \boxed{v_l \simeq c_l\left(1 - \frac{2\pi^2 k^2 \sigma^2}{\lambda^2}\right)}$$

.../

Dispersion d'onde longitudinale dans un fil courbé

On a un fil doué d'un rayon de courbure en onde longitudinale. Pour conserver la quantité de mouvement transversale le mouvement longitudinal doit donner naissance à un mouvement transversal dans un plan de courbure A la déformation maximum, l'énergie stockée est entièrement une énergie élastique, la vitesse longitudinale aux extrémités est nulle et la vitesse transversale au centre est nulle.




L'énergie potentielle stockée est $\frac{1}{2}\, 2lSE\, \frac{1}{2}\delta^2$, la tension maximum au centre étant, $\frac{1}{2}\delta^2$ étant la tension quadratique moyenne, comme la contrainte est sinusoïdale Quand l'énergie est de la forme $\frac{1}{2}\, 2lS\rho\, \frac{v_t^2+v_l^2}{2}$, l'élément a une position moyenne, et $v_t$ et $v_l$ sont les vitesses transversales et longitudinales sinusoïdales.

Dans une position extrême, l'élément de fil est allongé par le mouvement longitudin aux extrémités et par le mouvement transversal de $y_0$ au milieu. Pour déterminer ce dernier, on considère le mouvement transversal à l'angle $\theta$ de la bissectrice.

$$y = y_0 \cos\frac{\pi R\theta}{2l}$$

Sa déformation est $y\,d\theta$, la valeur totale est

$$\int_{-l/R}^{l/R} y\,d\theta = \frac{4ly_0}{\pi R}$$

La déformation moyenne due au mouvement transversal y est donnée par $\frac{2y_0}{\pi R}$ et la déformation moyenne totale par

$$\frac{2y_0}{\pi R} + \frac{x_0}{l} = \frac{2\delta}{\pi}$$

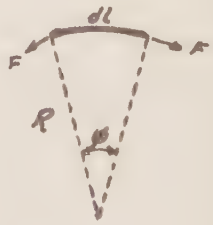
Considérons maintenant un segment dl au centre du fil, l'accélération transversale de se segment est la valeur maximum et, est créée par la déformation maximum.

Donc la force restituante est $F\phi$ ( $\phi$ petit) et $E = \frac{F}{\delta S}$ (loi de HOOKE)

$$F\phi = ES\delta\phi = ES\delta\frac{dl}{R}$$

et alors l'équation de mouvement

$$dl\,S\rho\,\omega^2 y_0 = ES\,\delta\frac{dl}{R}$$




$$y_0 = \frac{E\delta}{\omega^2 R\rho}$$

la vitesse crête est $v_t = \omega y_0 = \frac{E\delta}{\omega R\rho}$

d'où $x_0 = \frac{2l\delta}{\pi}\left(1 - \frac{E}{\rho R^2\omega^2}\right)$

vitesse maximum longitudinale $v_l = \omega x_0 = \frac{2\omega l\delta}{\pi}\left(1 - \frac{E}{\rho R^2\omega^2}\right)$

$$\boxed{v_l = \frac{2\omega l\delta}{\pi}\left(1 - \frac{C_l^2}{R^2\omega^2}\right)}$$

$$C_l^2 = \frac{E}{\rho}$$

.../

On écrit les énergies, on néglige les déformations de flexion et on substitue $\vec{v}_l$ et $\vec{u}_l$

on a $$E = \rho\left\{\frac{C^4}{\omega^2 R^2} + \left[\frac{2\omega l}{\pi}\left(1 - \frac{C_l^2}{\omega^2 R^2}\right)\right]^2\right\}$$

Avec $l = \frac{\lambda}{4}$ $\quad v_l = f\lambda = \frac{2l\omega}{\pi}$

Donc $$C_l^2 = \left(\frac{C_l^2}{\omega R}\right)^2 + v_l^2\left(1 - \frac{C_l^2}{\omega^2 R^2}\right)^2$$

d'où $$v_l = C_l\left[1 - \left(\frac{C_l}{\omega R}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$v_l \simeq C_l\left[1 + \frac{C_l^2}{2\omega^2 R^2}\right]$$

si $C_l^4 \ll (2\omega^2 R^2)^2$

et $$\boxed{v_l = C_l\left[1 + \frac{\lambda^2}{8\pi^2 R^2}\right]}$$

---

Dispersion d'onde de torsion dans un fil courbé

Afin de conserver un moment angulaire le long de AB, on doit avoir de petites oscillations normales au plan de courbure.

Soit l'angle de torsion $\theta$ $\quad \theta = \hat{\theta}\sin\frac{\pi x}{2l}\sin\omega t$

le déplacement transversal $\quad y = \hat{y}\sin\frac{\pi x}{2l}\sin\omega t$

le moment angulaire axial de l'élément du fil est

$$I\omega\, dx\, \hat{\theta}\sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t$$

alors le moment angulaire autour de l'axe AB est

$$I\omega\, dx\, \hat{\theta}\sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t\,\sin\frac{x}{R}$$

le moment angulaire total est $$I\omega\,\hat{\theta}\cos\omega t\int_{-l}^{+l}\sin\frac{\pi x}{2l}\sin\frac{x}{R}\,dx$$

$$= I\omega\,\hat{\theta}\cos\omega t\,\frac{8l^2}{\pi^2 R}\cdot\frac{\cos l/R}{1 - \frac{4l^2}{\pi^2 R^2}} \simeq I\omega\,\hat{\theta}\cos\omega t\,\frac{8l^2}{\pi^3 R}$$

si $l \ll R$ $\quad 4l^2/\pi^2 \ll R^2$

le mouvement transversal crée un moment angulaire,

$$-x\, m\, dx\, \hat{y}\sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t$$

.../

Le moment total est $-m\omega\hat{y}\int_{-l}^{+l} \sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t\,dx = -m\omega\hat{y}\frac{8l^2}{\pi^2}\cos\omega t$

d'où le moment angulaire, sera nul

$$I\omega\hat{\theta}\frac{8l^2}{\pi^2 R}\cos\omega t = m\omega\hat{y}\cos\frac{8l^2}{\pi^2}\omega t$$

$$\hat{y} = \frac{I\hat{\theta}}{mR} = \frac{\hat{\theta}k^2}{R}$$

La méthode de détermination de la dispersion d'onde de torsion dans un fil courbé peut être trouvée comme dans les paragraphes précédents, en égalant l'énergie cinétique crête à l'énergie potentielle d'un segment vibrant.

L'énergie cinétique de rotation est

$$\frac{1}{2}I\,dx\left(\hat{\theta}\omega\sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t\right)^2$$

et l'énergie crête

$$\frac{1}{2}I\hat{\theta}^2\omega^2\int_{-l}^{+l}\sin^2\left(\frac{\pi x}{2l}\right)dx$$

$$= \frac{1}{2}I\hat{\theta}^2\omega^2 l = \frac{1}{2}m\hat{\theta}^2\omega^2 l k^2$$

L'énergie cinétique transversale est $\frac{1}{2}m\,dx\left(\hat{y}\omega\sin\frac{\pi x}{2l}\cos\omega t\right)^2$

Sa valeur crête $\frac{1}{2}m\hat{y}^2\omega^2 l$

Additionnons les énergiques

L'énergie cinétique totale $= \frac{1}{2}m\omega^2 l\left(k^2\hat{\theta}^2 + \hat{\theta}^2\frac{k^4}{R^2}\right)$

$$= \frac{1}{2}\rho S k^2 l\omega^2\hat{\theta}^2\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)$$

Pour déterminer l'énergie potentielle crête, on considère la torsion $\frac{d\theta}{dx}$

$$\frac{d\theta}{dx} = \frac{\hat{\theta}\pi}{2l}\cos\frac{\pi x}{2l}\sin\omega t$$

soit un élément dx de courbure I/R la torsion nécessaire pour un angle $\phi$ et $\phi/R$

$$\phi \simeq \frac{dy}{dx} = \hat{y}\frac{\pi}{2l}\sin\omega t\cos\frac{\pi x}{2l}$$

$$\frac{\phi}{R} = \frac{\hat{y}\pi}{2Rl}\sin\omega t\cos\frac{\pi x}{2l}$$

L'énergie de torsion totale $\frac{1}{2}E_s k^2\left[\frac{\pi}{2l}\left(\hat{\theta}+\frac{\hat{y}}{R}\right)\sin\omega t\cos\frac{\pi x}{2l}\right]^2 S\,dx$

$$\frac{1}{2}E_s k^2\frac{\pi^2}{4l^2}\hat{\theta}^2 S\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)^2\left(\sin\omega t\cos\frac{\pi x}{2l}\right)^2 dx$$

La valeur"pic" est $\frac{1}{2}E_s k^2 S\hat{\theta}^2\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)\frac{\pi^2}{4l}$

Pour un filament à la distance q de l'axe neutre avec une courbure c, l'énergie stockée est par unité de longueur $\frac{1}{2}q^2 E c^2 dS$

Pour la section S $\frac{1}{2}Ec^2\int q^2 dS = \frac{1}{2}Ec^2 k_t^2 S$ , ou $k_t$ rayon de gyration transversale

Si un fil ayant une courbure naturelle $I/R_n$ et une courbure forcée I/R dans un même plan, est tordu de $\theta$ on stocke l'énergie $\frac{1}{2}E_s\theta^2 k^2 S$ par unité de longueur.

Cette même énergie est libérée si le signe d'une des courbures est inversé. On doit noter que les réactions de support du fil sont minimes quand les courbures sont dans le même plan. Alors, l'énergie élastique d'un élément dx due à la torsion d'un angle $\theta$ est : $\frac{1}{2}\frac{E}{R_n R} S k_t^2 \left(\hat{\theta} \sin\frac{\pi x}{2l} \sin\omega t\right)^2 dx$

la valeur crête est $\frac{1}{2}\frac{E}{R_n R} S k_t^2 \hat{\theta}^2 l = \frac{E_s(1+\sigma)}{R_n R} S k_t^2 \hat{\theta}^2 l$

avec $E = 2E_s(1+\sigma)$

En égalant l'énergie élastique et cinétique nous obtenons

$$\frac{4\omega^2 l^2}{\pi}\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right) = \frac{E_s}{\rho}\left[\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)^2 + \frac{2k_t^2}{k^2}\frac{(1+\sigma)}{R_n R}\frac{4l^2}{\pi^2}\right]$$

avec $l = \lambda/4$ donc $\frac{4\omega^2 l^2}{\pi^2} = v_T^2$ et $\frac{E_s}{\rho} = c_T^2$

Mais $\left(\frac{k_t}{k}\right)^2 = \frac{1}{2}$

d'où $v_T^2 = \dfrac{c_T^2\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)}{1 - \frac{c_T^2}{\omega^2}\frac{(1+\sigma)}{RR_n\left(1+\frac{k^2}{R^2}\right)}}$ puisque $\frac{k^2}{R^2} \ll 1$

$v_T \simeq c_T\left[1+\frac{1}{2}\frac{c_T^2(1+\sigma)}{\omega^2 R_n R}\right]$ car $\left[\frac{c_T^2(1+\sigma)}{2\omega^2 R_n R}\right]^2$ négligeable

$$\boxed{v_T \simeq c_T\left[1+\frac{1}{8}\frac{\lambda_T^2}{\pi^2}\frac{(1+\sigma)}{R_n R}\right]}$$

# ANNEXE 4

## CARACTERISTIQUES DES ALLIAGES ELINVAR ET NI SPAN C

1 - Elinvar ( fabriqué par la société métallurgique d'Imphy)

Composition chimique

| Constituants | Ni | Cr | Mn | W | C | Si | Fer |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Pourcentage | 34 à 36,5 | 6,5 à 9,5 | 2 | 2,6 à 3,5 | 0,65 à 0,75 | 0,5 | Solde |

Propriétés physiques

Densité 3,15
coefficient de dilatation 6 à 8 $10^{-6}$
Module d'élasticité de torsion 6700 à 7100 kg/mm2
module d'élasticité de traction 17 à 18000kg/m2
stabilité de température $50.10^{-6}$ /

Propriétés magnétiques

Coefficient de magnétostriction $3.10^{-6}$

Observation

Adouci à 900°C, sa limite élastique est voisine de 45 kg/mm2. On le durcit par écrouissage ; sa limite élastique atteint alors 100 kg/mm2.

Un dernier traitement, à une température inférieure à 600°C, permet de stabiliser les caractéristiques élastiques du métal : le coefficient thermoélastique est ajusté, tandis que l'hystérisis mécanique et les contraintes internes disparaissent presque complétement.

Le coefficient thermoélastique est principalement fonction de la composition chimique.

2 - LE NI SPAN C (livré par Huntington Alloys)

Composition chimique

| Constituants | Ni | Cr | Ti | Al | Si | Mu | C | Fer |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Pourcentage | 41 à 43,5 | 4,9 à 5,75 | 2,20à 275 | 0,3 à 0,8 | 1 | 0,8 | 0,06 | reste |

Propriétés physiques

Densité 8,2
Coefficient de dilatation 4,6 $10^{-6}$
Module d'élasticité de torsion 7000kg/mm2
module d'élasticité de traction 17 à 19000 kg/m2

Observations

Cet alliage fer-nickel-chrome-titane présente deux caractéristiques essentielles

.../

- Leur coefficient thermoélastique est ajustable par traitement thermique

- leur limite élastique dépend des teneurs de chrome et titane. Elle atteint 140kg/mm2 après traitement à froid

Nous trouvons un compromis satisfaisant entre la stabilité en température et la limite élastique.

- Le Ni Span C est un alliage à durcissement structural identique aux bronzes au beryllium et au duralumin

# ANNEXE 5

## NOTIONS COMPLEMENTAIRES DE LOGIQUE ET TECHNOLOGIE DES CIRCUITS DE COMMUTATION A SEMI CONDUCTEURS

### 1 - DEFINITIONS

En traitement de l'information, la technique qui consiste à réaliser les circuits des calculateurs s'appelle la technologie de commutation et celle qui vise l'utilisation des circuits pour réaliser les fonctions de traitement constitue la logique. Elle utilise un certain nombre de termes qu'il convient de définir.

- l'unité d'information en calcul binaire est le bit représenté habituellement une impulsion électrique. Le mot bit est la contraction de l'expression anglaise "binary digital" (chiffre binaire)

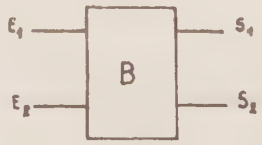
- le caractère, chiffre ou lettres, est représenté en calcul binaire comme un groupement de n bits. En n bits peuvent être transmis, soit simultanément sur autant de lignes séparées (fonctionnement parallèle), soit sur une seule ligne sous forme d'un train d'impulsions (fonctionnement série)

- plusieurs caractères regroupés forment un "mot". La longueur du mot définit le nombre de caractères compris dans le mot.

Les machines à calculer utilisent quelques circuits standards seulement. Le regroupement de ces circuits ou "outils logiques" permet de réaliser toutes les fonctions élémentaires connus en logique. Définissons ces circuits :

- les bascules

sont des organes à deux états stables différents. Sous l'effet d'impulsions à l'entrée, la bascule passe indifféremment d'un état à l'autre. Nous les représentons par le symbole ci-contre.




.../

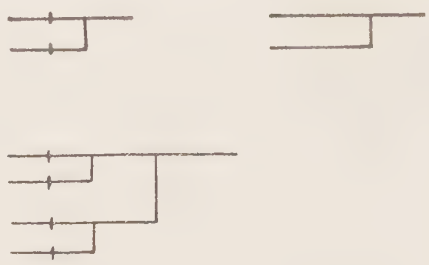
Une impulsion en E1 fait apparaitre le 1 logique en $S_1$ et o en $S_2$ ; une autre impulsion en E2 remet la bascule à 0, c'est-à-dire que $S_1$ voit 0 et $S_2$ voit 1.

La sortie $S_1$ est dite normale; la sortie $S_2$ est dite "barre"

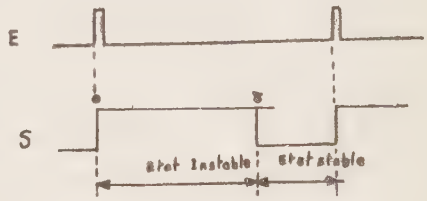
Les bascules sont formées de 2 transistors en réaction, tels que le changement d'état de l'un entraîne l'autre, et vice versa.

- les portes sont des circuits de commande.

Ils autorisent le passage d'une information si un ou plusieurs signaux de commande sont présents. Souvent, ce sont des circuits à diodes qui réalisent la fonction logique "ET". Dans ce cas, nous distinguons les conditionneurs et les mélangeurs. Le conditionneur est un circuit porte dont la fonction est le ET, ou "condition". Le mélangeur réalise simplement le OU inclusif, ou "mélange". Leur symbole adopté est donné.
Le regroupement de conditionneurs et mélangeurs entre deux outils (bascules ou amplis) définit une structure logique double couche.



- le monostable est un circuit à un seul état stable, une impulsion à son entrée lui donne un état instable. Il reprend son état stable seul, un temps $\tau$ après l'apparition de l'impulsion.
Le temps $\tau$ caractérise le monostable. Son symbole est donné avec les signaux caractéristiques.

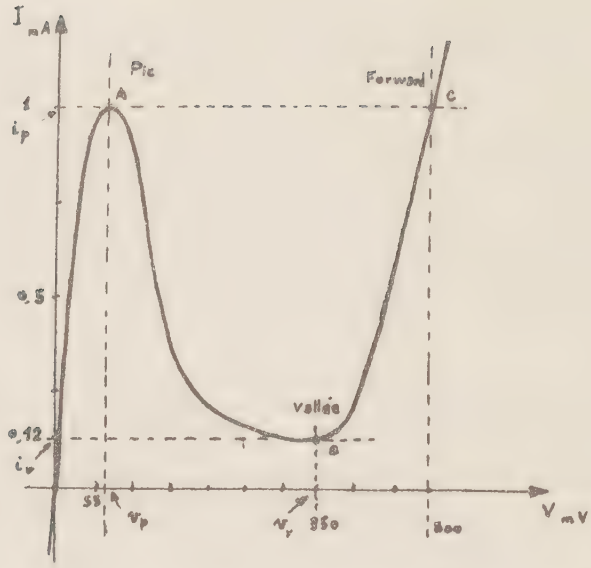



## 2 - BASCULE A DIODE TUNNEL

Récemment dans le développement des éléments semi-conducteurs sont apparues les diodes tunnel. Ce composant se caractérise par sa courbe de fonctionnement $i = f(v)$ Nous définissons trois paramètres:

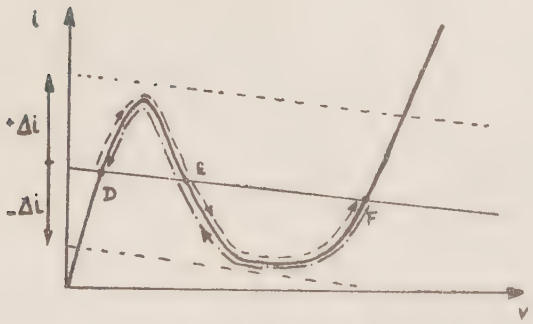
- le pic (point A) est caractérisé par le courant $i_p$ et la tension $v_p$
- la vallée (point B) est beaucoup moins précise que le pic
- le "forward" (point C) est le point de la caractéristique ayant un courant égal au courant pic.

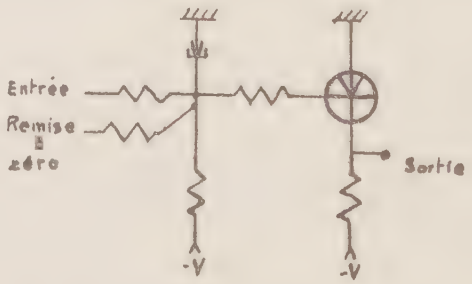
.../




La diode tunnel est un élément de commutation, car elle possède deux états stables distincts. Prenons le cas d'une diode tunnel polarisée en courant. La droite de charge coupe la caractéristique en 3 points D; E; F. Le point E situé dans la zone de résistance négative, est instable ; les points D et F sont stables. Nous pouvons affecter au niveau de tension $V_D$ , le zéro logique et au niveau $V_F$ , le un lo ique. Pour passer d'un état à l'autre, nous faisons varier le courant et nous dérivons très rapidement la zone à résistance négative. Le temps de commutation est très faible (de l'ordre de quelques nanosecondes).

La diode tunnel convient très bien à la détection de seuil. Supposons la diode à l'état bas (point D) ; un signal apporte un courant $\Delta i$, supplémentaire qui est supérieur au courant de pic. Alors la diode "bascule" dans l'état haut (point F). La diode restera dans cette position indéfiniment, ce qui montre la fonction mémoire de la diode. Nous la remettons dans l'état bas par un signal de courant $-\Delta i$ , la remise à zéro(fig.




La bascule à diode tunnel est donnée dans la figure. Le transistor placé derrière la diode permet de restituer les niveaux logiques, car les tensions de repos de la diode sont très faibles (inférieures à 1 volts). Le transistor utilisé doit être sélectionné de façon à ce que la tension $V_{BE}$ émetteur-base soit inférieure à la tension de vallée.

Ainsi lorsque la tension de diode est base, le transistor associé est bloqué ( $V_D < V_{BE}$ ). Puis lorsque la diode bascule,la tension émetteur-base monte et débloque le transistor.

# BIBLIOGRAPHIE

## PARTIE

### Les transducteurs


| | | |
|---|---|---|
| OZORTH | Ferromagnetism | Van Nostrand |
| RADBURD | Magnetostrictive delay line | Electrical Communication Mars I95I |
| ROCKELSLY ALEPEEMAN & IBSON | Ultrasonic delay line | London Hiffe Books |
| ulletin Technique | The nickel | Huntington Alloys |
| LARK | The dynamic magnetostriction of nickel-cobalt alloys | British Journal of Applied Physics Octobre I956 |
| ie des Machines BULL | Rapports d'étude N° 207I/324/00I-002& 0I0 | |
| EVEZE | Etude des phénomènes de magnétostriction statiques et dynamiques d'alliages fer-nickel | Annales de Physique Janvier et Février I950 |
| EPSTEIN &STRAM | A high performance sonic delay line | IRE Trans. on U.E. Août I957 |
| UILLAUMIN | Le nickel et la magnétostriction | Revue du Nickel Janvier I953 volume I9 |
| KOSTIC'S | Magnetostrictive delay line | Bull. of the Inst. of Nuclear Sciences Vol. 7 , N° I34 Mars I957 |
| LADER & GORDY | Magnetostriction and electrostriction transducer delay line | Electronic Division USAF Avril I952 |
| LYON & THOMPSON | Analysis and application of magnetostrictive delay line | IRE Transactions Décembre I957 |
| ONOE | Theory of ultrasonic delay line for direct current pulse transmission | J.A.S.A. XXXIV,9, Septembre I962 |
| ROSS | Les relations mutuelles entre les phénomènes magnéto-mécaniques et leurs apllications pratiques | Revue Générale d'Electricité Décembre I956 |
| ROTHBART & BROWN | Electrical design of the transducer networks of a magnetostrictive delay line | IRE Nat. Conv. Record Part 2 I958 |

| | | | |
|---|---|---|---|
| I6)-ROTHBART | A torsional magnetostrictive delay line | PIRI | Juin I959 |
| I7)-ROTHBART & ROTENBERG | WAat designers shoult know about magnetostrictive delay line | Electronics | Avril I962 |
| I8)-SCARROTT & NAYLOR | Wire type acoustic delay lines for digital storage | PIEE Part B | Mars I956 |
| I9)-THIELE | Multiple tapped magnetostrictive delay lines | Inst. of Elect. Eng. Dec I952 | |
| 2o)-VILLACHON | Nouveaux alliages à hautes propiétés magnétiques et magnétostrictives | L'Onde Electrique | Mars |
| 2I)-WILLIAMS | Theory of magnetostrictive delay line for pulse and continous wave transmission | IRE Trans. on U.E. Février I959 | |

Elément de retard

| | | | |
|---|---|---|---|
| 22)-BRADBURD | (Réf. 2 ) | | |
| 23)-Bulletin technique | Ni Span C alloy 902 | Huntington Alloys INCO | |
| 24)-CAPLIN | Ultrasonics | Mac Graw Hill Co | |
| 25)-CLARK | Alloys for electromecanical filters and precision springs | Inst.of Elect. Eng . Février I962 | |
| 26)-Cie DES MACHINES BULL | Rapports d'étude N° 297I/63240.003 & 005 | | |
| 27)-GRIMSLEY DARR & MEBS | METAL ultrasonic delay line | Journal for Research of th National Bureau of Standar Vol. 5I,N°5 ,Nov I953 | |
| 28)-MERCIER | Accoustique | Presses Universitaires de France | |
| 29)-RADFORD | Magnetostrictive delay lines | Electronic Industries Vol Janvier I962 | |
| 30)-ROTHBART | (Réf. I6 ) | | |
| 3I)- ROTHBART & BROWN | (Réf. I5 ) | | |
| 32)- SCARROTT & NAYLOR | (Réf. I8 ) | | |
| 33)- TERNISIEN | Les nuances commerciales de ferronickel et leurs applications principales | La Métallurgie Vol 89 Oct. & Nov I957 | |


2ème PARTIE

La Mémoire

| | | |
|---|---|---|
| BARKOUKI & STEIN | Theoretical and experimental evaluation of RZ and NRZ characteristics | IEEE Trans. on Elect. Computers Vol EC I2,N°2 Avril I963 |
| Cie Des Machines BULL | Rapports d'étude N° 297I/63240;007 & 008 | |
| GIANOLA | Non destructive memory employing a domain oriented steel wire | Journal Applied Physics Vol. 29 ,N° 5 Mai I958 |
| NASLIN | Principes des calculatrices numériques automatiques | Monographie DUNOD |

Les Circuits

| | | |
|---|---|---|
| BOWMAN,RENSHAW & SHOWELL | Magnetostrictive delay line stores and some applications | PIEE Part B , Juillet I96I |
| CHAPLIN & WILLIAMS | A method of designing transistors triggers circuits | PIEE Part B , N° I42 Juillet I963 |
| EPSTEIN & STRAM | (Réf 8 ) | |
| MAEDER | Atransistorized memory line | Nuclear Instrument |
| ROTHBART | A non return-to-zero (NRZ) made operation for magnetostrictive delay line | PIRE Août I960 |

# Ligne Magnétostriction.

## RZ 1Mcs

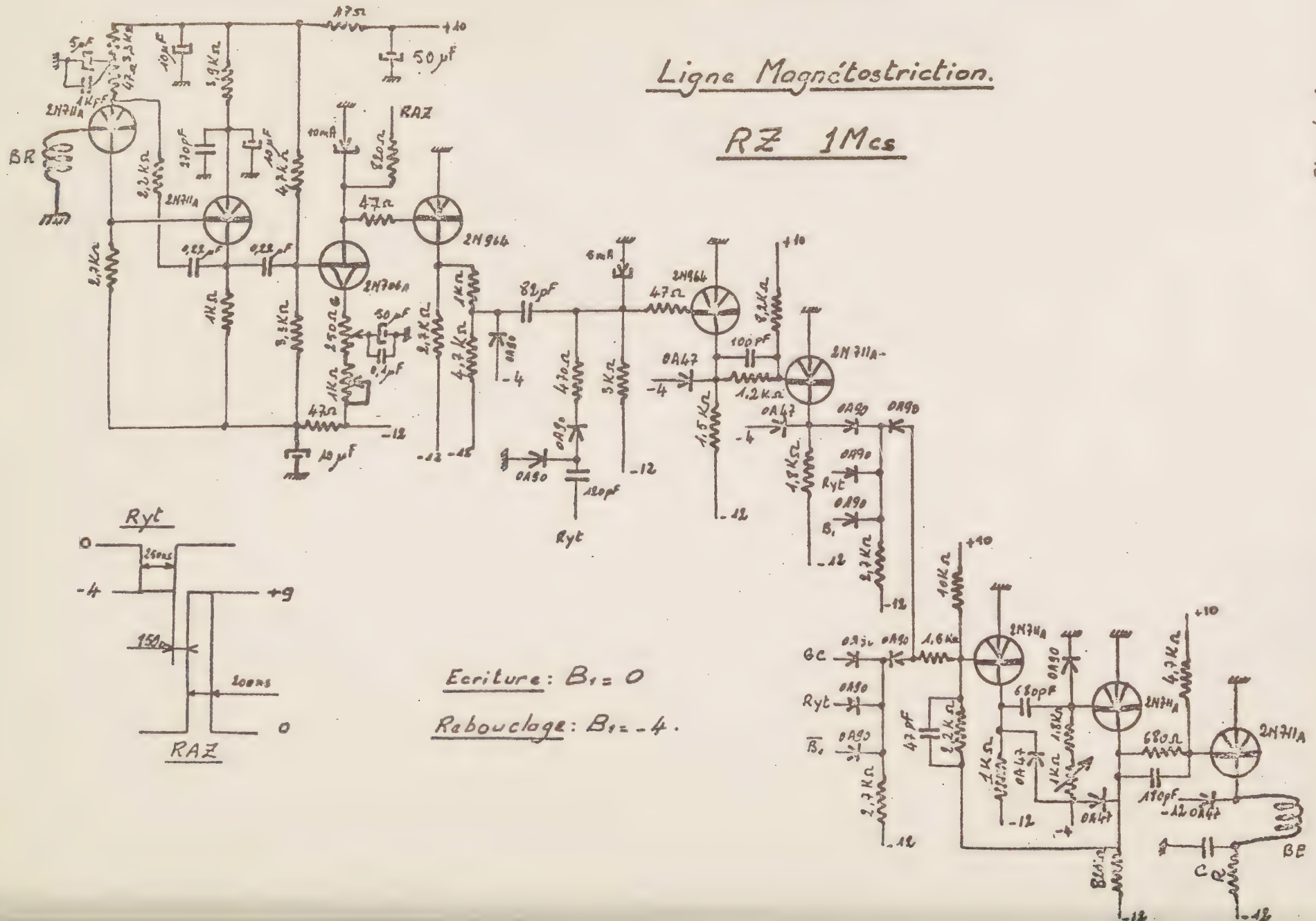



Planche 1

# Ligne Magnétostriction

## NRZ 2MHz

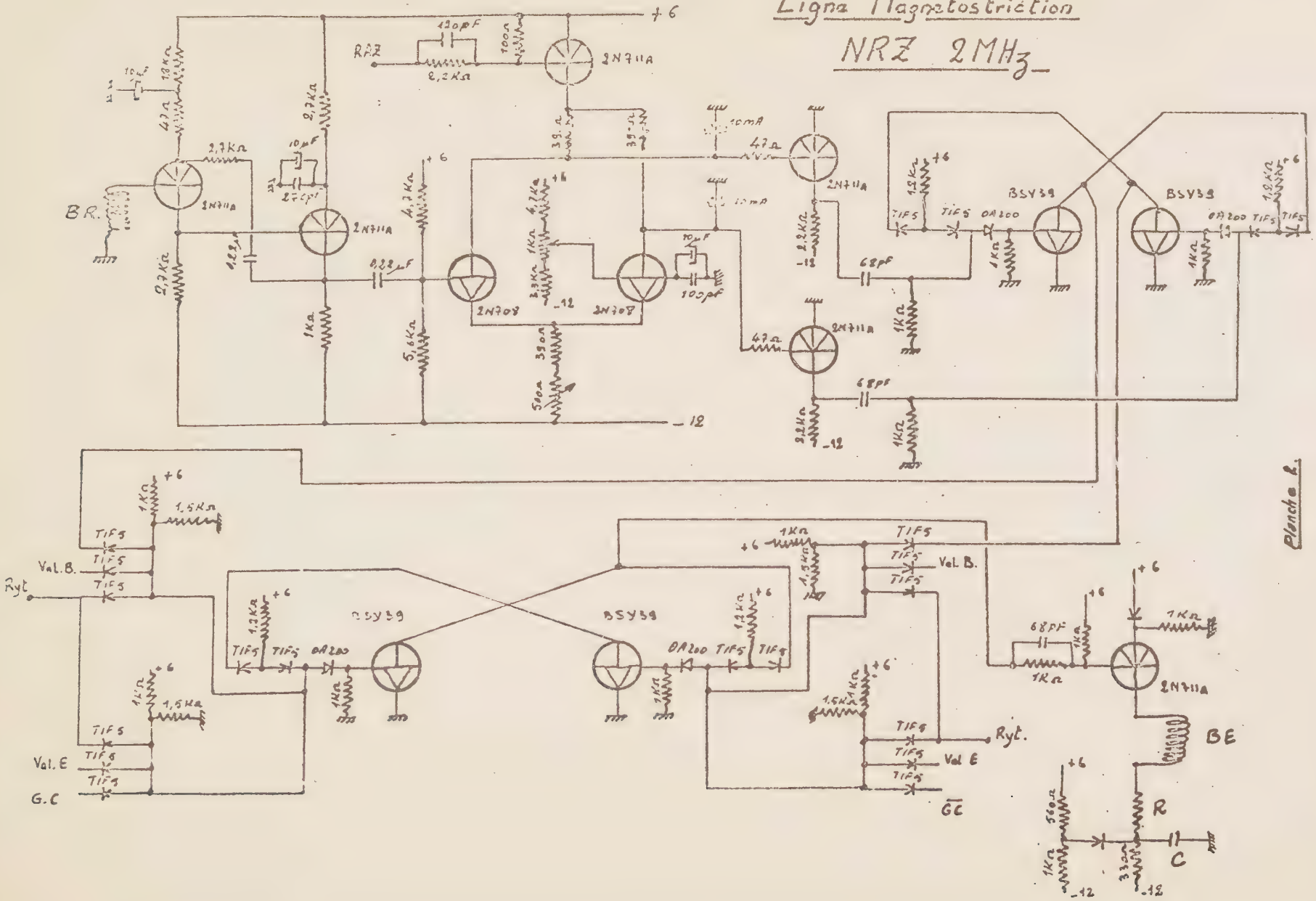
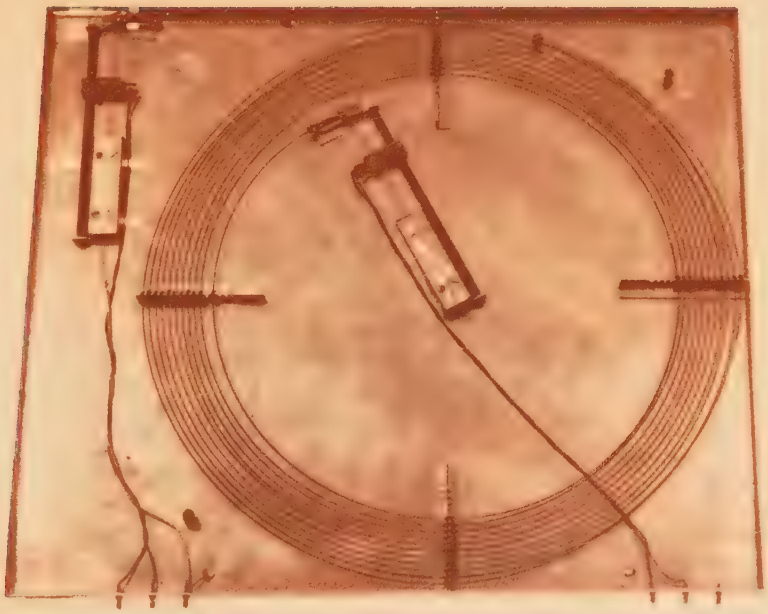
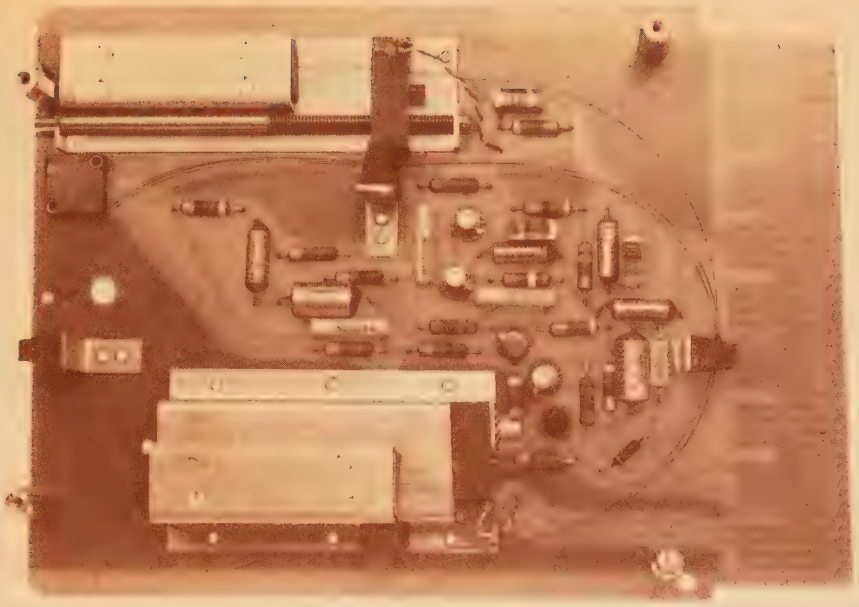



Planche 2.

Ligne à retard type "longitudinale" 80µs étanche

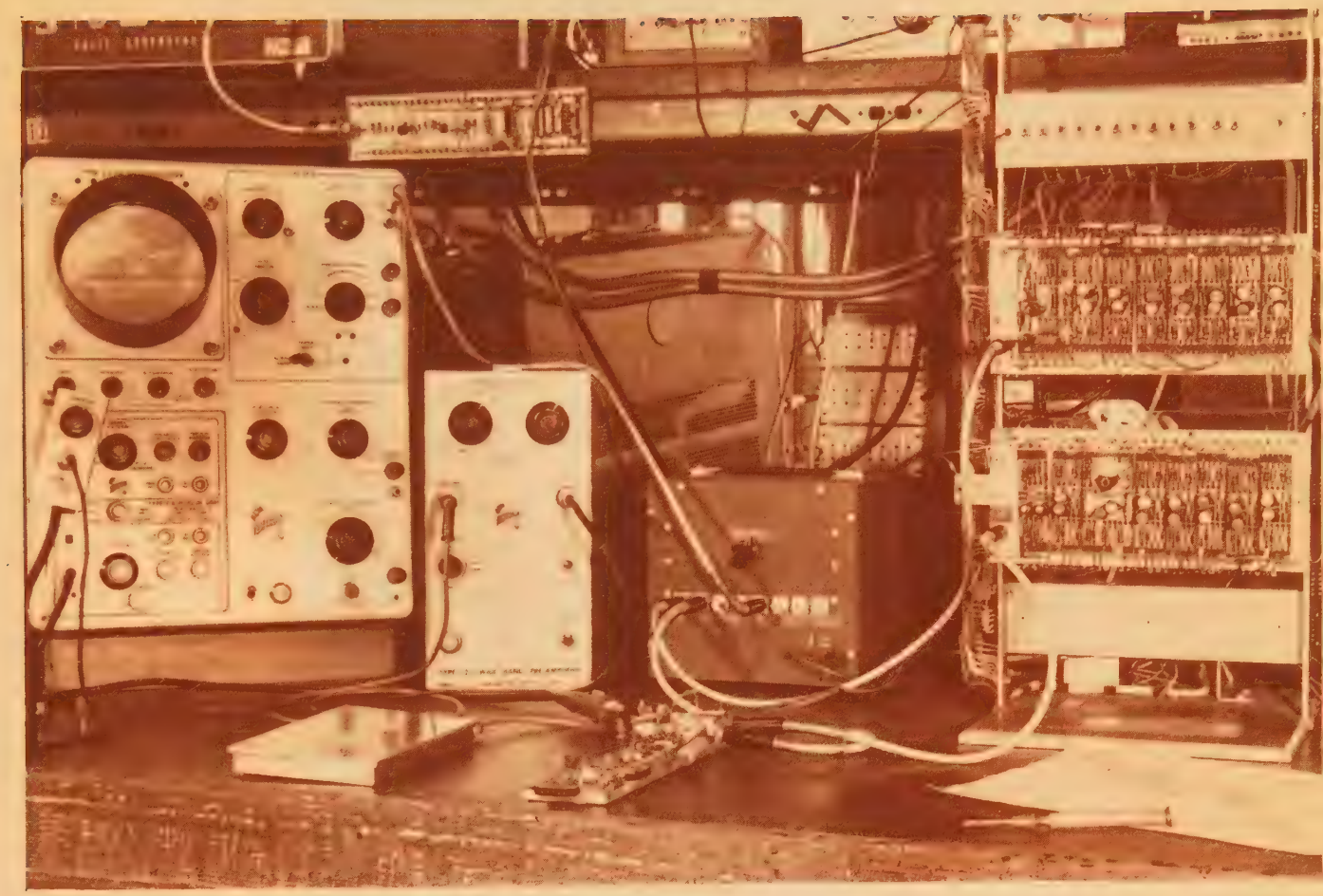


Ligne à retard type "torsion" 2000µs



Ligne à retard type "longitudinale" 360µs
implantée sur circuit imprimé

Ligne à retard type "torsion"
à circuits incorporés



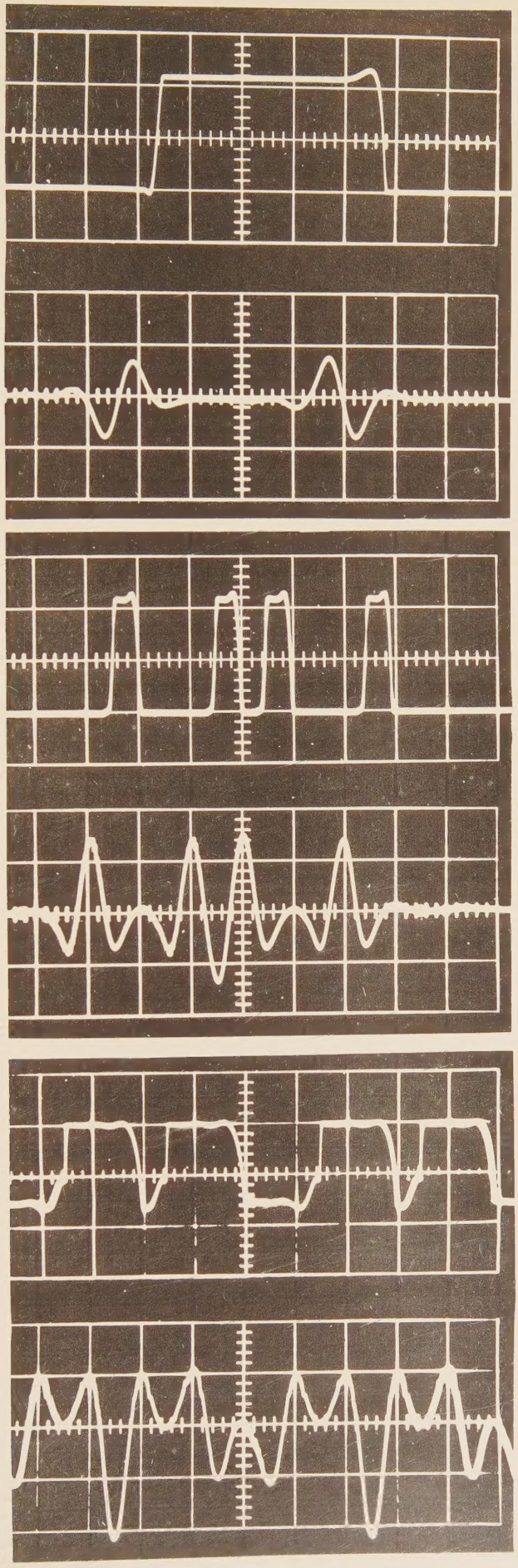
MONTAGE D'ESSAIS SUR TABLE

20 mA/cm 5 mV/cm

I Code RNZ

II Code RZ

III Signal NRZ1



Signaux relevés sur oscilloscope

(en haut signal d'entrée)

(en bas signal de sortie)

1 µs/cm